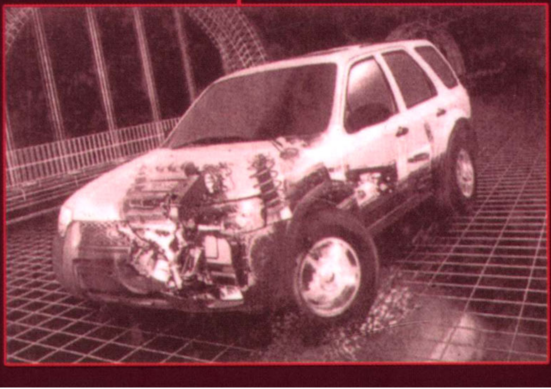
国际电气工程先进技术译丛

车辆、航海、航空、航天运载工具电力系统

Vehicular Electric Power Systems Land, Sea, Air, and Space Vehicles

Ali Emadi
（美） Mehrdad Ehsani 著
John M. Miller

李旭光 刘长红 史伟伟 译



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

本书特色

随着社会的进步和技术的发展，以及目前日益严重的能源和环境问题，人们越来越重视各种运载工具的高效节能和环保，运载工具电力系统的研究也愈趋深入。本书即是适应这一发展趋势而出版的专著，书中全面地介绍了运载工具电力系统的基本情况，并详细地介绍了各类运载工具电力系统的原理、构成及其关键技术，如传统汽车的电力系统、电动车和混合动力电动车的电力系统、船舶电力系统、各种新储能技术的运用及其建模分析，并介绍了其他书中不多见的国际轨道空间站电力系统。

国际电气工程先进技术译丛

车辆、航海、航空、航天运载工具电力系统

（美）Ali Emadi　Mehrdad Ehsani　John M. Miller　著

李旭光　刘长红　史伟伟　译

机 械 工 业 出 版 社

本书首先介绍了运载工具电力系统的特点，以及电力电子技术和电机学基础，重点介绍了多种运载工具的电力系统：传统汽车、电动汽车、混合动力汽车的电力-动力传动系统、电力系统架构、系统控制策略、牵引方法和原理、汽车电力系统的建模和仿真技术；飞行器电力系统（发电系统、电力负载、交流和直流配电系统）的构成。简要介绍了多电飞机的概念，进一步描述了太空飞行器和国际空间站的电力系统，以及航空航天电力系统的建模、实时状态和系统稳定性评估等关键技术；船舶和潜艇的电力系统构成、多电船舰、集成电力系统、脉冲功率技术等概念。

本书还对运载工具电力系统的共同理论和技术进行了研究：电池、燃料电池、光伏电池、超级电容的建模技术；高级电机驱动技术；运载工具多变换器动态特性及分析技术；恒功率负载及其对运载工具分布式交流电力系统的影响分析。

本书主要读者为大学高年级学生和研究生，也可作为运载工具电力系统（电气、电子、电机）的科研和工程技术人员参考用书。

Copyright©2004 by CRC Press.
Authorized translation from English language edition published by CRC Press, part of Taylor & Francis Group LLC; All rights reserved.

本书中文简体翻译版授权由机械工业出版社独家出版并在限在中国大陆地区销售。未经出版者书面许可，不得以任何方式复制或发行本书的任何部分。

本书封面贴有 Taylor & Francis 公司防伪标签，无标签者不得销售。

本书版权登记号：图字 01-2009-6678
原书出版日期：2004 年 1 月 1 日
原书名：Vehicular Electric Power Systems
原书号：978-0-824747518

图书在版编目（CIP）数据

车辆、航海、航空、航天运载工具电力系统/（美）爱马蒂（Emadi，A.）等著；李旭光等译．—北京：机械工业出版社，2010.12
（国际电气工程先进技术译丛）
Vehicular Electric Power Systems Land，Sea，Air，and Space Vehicles
ISBN 978-7-111-32495-9

Ⅰ.①车…　Ⅱ.①爱…②李…　Ⅲ.①交通运输工具—电力系统—研究　Ⅳ.①U

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2010）第 221452 号

机械工业出版社（北京市百万庄大街 22 号　邮政编码 100037）
策划编辑：吉　玲　林春泉　责任编辑：赵玲丽
版式设计：张世琴　责任校对：李秋荣
封面设计：马精明　责任印制：乔　宇
北京机工印刷厂印刷（三河市南杨庄国丰装订厂装订）
2011 年 2 月第 1 版第 1 次印刷
169mm×239mm · 23.25 印张 · 451 千字
0 001—3 000 册
标准书号：ISBN 978-7-111-32495-9
定价：88.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务	网络服务
社服务中心：（010）88361066	门户网：http://www.cmpbook.com
销 售 一 部：（010）68326294	教材网：http://www.cmpedu.com
销 售 二 部：（010）88379649	
读者服务部：（010）68993821	**封面无防伪标均为盗版**

译　者　序

运载工具电力系统是汽车、船舶、飞机、航天器等运载工具的重要组成部分，涉及各种运载工具中电能的产生、储存、传输、分配、消耗及能量控制等各个环节，与传统电力系统相比，它又具有系统相对独立、容量小、电力电子设备及各种变换器密集、负载对系统影响大等特点。

随着社会的进步和技术的发展，以及目前日益严重的能源和环境问题，人们越来越重视各种运载工具的高效节能和环保，运载工具电力系统的研究也愈趋深入。运载工具电力系统涉及日常生活、军事和航空航天等各个领域，大到船舶、潜艇、国际轨道空间站等运载工具，小到电动车和混合动力电动车，电力系统都在其中起着最关键的作用。各种高效电机及其驱动控制技术、新能源及其储能技术等都在逐渐引入运载工具电力系统中，有些（如电动车和混合动力电动车）已经产品化，有些也已进入了研究开发和实验阶段。随着电力电子技术、永磁电机设计制造和控制技术、储能技术、信息技术的进展，运载工具电力系统将会有更大的发展，也必将深刻影响车辆、航海、航空、航天运载工具的发展。

本书即是适应这一发展趋势而出版的专著，书中全面地介绍了运载工具电力系统的基本情况，并详细介绍了各类运载工具电力系统的原理、构成及其关键技术，如传统汽车的电力系统、电动车和混合动力电动车的电力系统、船舶电力系统、各种新储能技术的运用及其建模分析，并介绍了其他书中不多见的国际轨道空间站电力系统。本书作者 Ali Emadi 是电动车和混合动力电动车领域的专家，长期从事电动车及混合动力电动车电机及其驱动控制系统的研究开发，此外，作者还多年从事航空、航天电力系统的研究。在倡导高效、环保和节能的今天，该书非常适合推荐给从事运载工具电力系统的专业人员和研究人员使用。

本书在翻译过程中，唐厚君、周顺荣老师给予了大力的支持和帮助。上海交通大学刘长红、史伟伟老师，研究生蔡川、苏仔见协助完成了部分章节的翻译、校对和整理工作，在此对他们表示衷心的感谢！

由于水平有限，译文难免有错误和不妥之处，欢迎读者批评指正。

李[illegible]光
于上海交通大学
2010 年 10 月

前　言

机械、电气、液压和气动系统是各种车辆、航海、航空和航天运载工具中的基本动力传递系统。为了提高运载工具燃油效率、性能和可靠性及减少废气排放，多电运载工具（MEV）概念强调利用电力系统替代非电力传动系统。此外，对舒适性、便利性、娱乐安全性、通信能力、可维护性、可支持性、耐久性和操作成本的越来越高的要求需要更多电力。因此，大容量和配置更复杂的分布式电力系统被引入到高级运载工具中，以满足运载工具对电力的需求。

在MEV中，固态电力开关变换器被广泛应用于系统的电力产生、分配和电能利用的全过程，各种不同的变换器（如DC/DC斩波器、DC/AC逆变器、AC/AC变换器、AC/DC整流器）被用于系统电源、负载和电力分配等子系统，以提供各种不同电压等级的直流电源或交流电源。绝大多数负载也是各种形式的电力电子变换器和电动机驱动装置，因此，在这些运载工具中，各种各样的变换器被整合在一起，构成了复杂且应用广泛的互连多变换器系统。这些系统中，电力电子变换器的数量从传统汽车的几个到高级飞行器和航天器的几十个，以至于国际空间站的数百个。近些年来，电力电子技术、电机驱动、容错型分布式电力分配系统、电子控制技术、数字信号处理器（DSP）和微处理器等领域的巨大进展已经为MEV的发展提供了巨大的推动力。

这些非传统电力系统具有独特的系统构架、系统特性、动态特性和稳定性问题，一般而言，和传统电力系统是不同的。本书的目的是概念性、综合性地描述这些系统，以及电力电子技术的作用及当前的发展趋势，更进一步，本书指出了应用电力电子技术前后这些系统所面临的各种问题。

本书包含13章。第1章首先介绍电力系统、电路基础和控制系统原理。第2章和第3章分别介绍电力电子技术基础和电机学基础，其中第2章叙述传统的和先进的电力电子变换器，如AC/DC、DC/DC、DC/AC和DC/AC变换器；第3章涉及传统直流电动机、交流异步电动机和交流同步电机及其电力电子驱动装置，电力电子技术和电动机驱动领域的发展为运载工具的电气化提供了更为便利的条件，今后将为多电运载工具提供更好的性能、更高的效率、更大的容量，同时重量也可以更轻。

第4章综述汽车电力系统，包括传统汽车和电动汽车。当前，汽车电力系统大部分采用14V直流电力系统。然而，对提高燃油效率、性能、可靠性以及减少废气排放的追求迫使汽车发动机和附属设备更多采用电气化。在高级轿车

中，采用较高电压，例如42V电网，为节气门操纵、动力转向、防抱死制动、后轮转向、空调、行驶高度调节、主动式悬挂和电加热式催化转化器供电，对提高这些新型负载的性能至关重要。

第5章讲述电动汽车和混合动力汽车。首先介绍混合电力—动力传动系统、系统构建、分布式电力系统架构、控制策略、混合作用效果、低压牵引系统原理和设计方法；然后介绍重型汽车和电动赛车的电力系统；最后介绍汽车电力系统的建模和仿真技术。

第6章重点介绍飞行运载工具。介绍传统飞机的电力系统、电力负载、发电系统、AC和DC配电系统以及多电飞机的概念。第7章介绍航天电力系统，包括航天器和国际空间站的电力系统。航空航天电力系统的建模、实时状态估计和系统稳定性评估等内容在第7章也有所涉及。

第8章综合研究海上和水下运载工具。介绍推进和非推进电力负载、多电船舰、集成电力系统、脉冲功率技术、高级海上及水下船舰技术等内容。第9章着重阐述了各种地、海、空、天（车辆、航海、航空、航天）运载工具中燃料电池的应用，介绍了燃料电池的结构、工作特性以及应用技术。第10章介绍储能装置的建模技术，包括蓄电池、燃料电池、光伏电池和超级电容的建模技术。

第11章综述高级电动机驱动技术在运载工具中的应用。首先介绍无刷直流（BLDC）电动机和开关磁阻电动机（SRM）驱动技术在各种运载工具中的应用，进而阐释电机在发电和电动模式下的工作性能及无传感器技术。

第12章介绍多变换器运载工具动态特性。本章将高级运载工具电力负载划分为两大类：一类是恒电压负载，这些负载在恒电压下工作；另一类是恒功率负载，这类负载从母线上吸收恒功率工作，此类负载对系统的影响效果相当于引入了负阻抗不稳定性，本章详细讨论此类负载对各种运载工具动态特性的影响。

第13章对恒功率负载对运载工具电力系统的影响进行评估，并进一步介绍交流运载工具电力系统的设计理念，以避免负阻抗不稳定性，提出设计分布式电力系统的基本框架指南。

本书可供大学高年级学生或者研究生学习使用，课程指导教师可以根据学生的知识背景灵活地选择授课内容。本书被用作Illinois理工大学研究生课程，课程名称为“运载工具电力系统”。早期版本是根据课堂上学生的反馈和意见修订而成的，在此我们感谢学生们的帮助。

本书还可为从事运载工具领域的电气、电子、机电一体化和电化学工业工程师、研究人员和管理人员提供参考。

我们非常感谢Illinois理工大学本科生和研究生对本书的贡献，这些贡献分

别如下：第1章和4.5节：Mr. Ranjit Jayabalan；2.1节和2.2节：Mr. Ritesh Oza；2.3节和7.1～7.3节：Mr. Sheldon S. Willamson；第3章：Mr. Basem Fahmy；4.6节：Mr. Erwin Uy和Mr. Fernando Rodriguez；4.8节：Mr. Arjun Shrinath；第5.5节和5.10节：Mr. Srdjan和M. Lukic；5.8节MS. Vauiy Dawood；第5.9节：Mr. Rajat Bijur；第8章：Mr. Sachin A. Borse；11.2节：Mr. Yogesh P. Patel；此外，第9章和第10章的大部分内容主要引用于研究生Mr. Sheldon S. Willamson的研究工作，在此深表谢意。

在此我们还要深深感谢Marcel Dekker公司全体职员的帮助和支持。

Ali Emadi
Mehrdad Ehsani
John M. Miller

目　　录

译者序

前言

第 **1** 章　电力系统简介 …… 1

1.1　电路基础 …… 1

1.2　控制系统 …… 6

1.3　电力系统 …… 9

参考文献 …… 10

第 **2** 章　电力电子技术基础 …… 11

2.1　AC/DC 整流器 …… 11

2.2　DC/DC 变换器 …… 17

2.3　DC/AC 逆变器 …… 27

参考文献 …… 33

第 **3** 章　电机 …… 34

3.1　机电能量转换系统 …… 34

3.2　电磁学基础 …… 37

3.3　直流电机 …… 39

3.4　异步电动机 …… 41

3.5　同步电机 …… 44

参考文献 …… 45

第 **4** 章　汽车电气系统 …… 46

4.1　传统 14V 电气系统架构 …… 48

4.2　高级电气负载 …… 50

4.3　提升系统电压至 42V …… 51

4.4　高级配电系统 …… 54

4.5　起动器、交流发电机及起动发电一体机 …… 55

4.6　汽车转向系统 …… 83

4.7　汽车中的半导体应用 …… 91

4.8　汽车的通信系统和无线技术 …… 96

参考文献 …… 130

第5章　电动汽车和混合动力汽车 …… 136

5.1　混合动力汽车动力传动系统原理 …… 136
5.2　混合动力汽车传动系统结构 …… 140
5.3　配电系统结构 …… 141
5.4　多电混合动力汽车 …… 142
5.5　混合控制策略 …… 143
5.6　混合效应 …… 149
5.7　42V系统在牵引系统中的应用 …… 151
5.8　重型车辆 …… 154
5.9　电动短程赛车 …… 160
5.10　汽车电力系统的建模与仿真 …… 164
参考文献 …… 168

第6章　飞机电力系统 …… 171

6.1　传统飞机电力系统 …… 171
6.2　发电系统 …… 173
6.3　航空器配电系统 …… 174
6.4　飞机电气系统稳定性分析 …… 175
参考文献 …… 176

第7章　航天电力系统 …… 179

7.1　航天电力系统简介 …… 179
7.2　国际空间站 …… 180
7.3　航天器电力系统 …… 187
7.4　建模和分析 …… 191
7.5　实时状态监控和评估 …… 204
7.6　稳定性评价 …… 212
参考文献 …… 217

第8章　海上和水下运载器电力系统 …… 223

8.1　海上和水下运载器电力系统架构 …… 223
8.2　电力电子模块 …… 225
8.3　电力电子电路控制器架构 …… 227
8.4　电能管理中心 …… 229
8.5　海上和水下运载器的配电系统 …… 229
8.6　海上和水下运载器的高级电气负载 …… 232
8.7　海上和水下运载器的高级电气传动 …… 234
参考文献 …… 248

第 9 章　基于燃料电池的运载工具 …… 252

9.1　燃料电池的结构、运行和特性 …… 252
9.2　运载工具中燃料电池的重要特性 …… 261
9.3　轻型运载工具 …… 264
9.4　重型运载工具 …… 266
9.5　燃料电池运载工具的现状和未来 …… 270
9.6　燃料电池在飞行器中的应用 …… 271
9.7　小结 …… 283
参考文献 …… 284

第 10 章　储能装置的电气建模技术 …… 288

10.1　蓄电池建模 …… 288
10.2　燃料电池建模 …… 290
10.3　光伏电池建模 …… 291
10.4　超级电容建模 …… 293
10.5　小结 …… 296
参考文献 …… 296

第 11 章　高级电机驱动技术在运载工具中的应用 …… 298

11.1　无刷直流电机 …… 298
11.2　开关磁阻电机 …… 307
参考文献 …… 311

第 12 章　多重化变换器运载工具动态特性及控制 …… 315

12.1　多变换器运载工具电力电子系统 …… 315
12.2　恒功率负载及其特性 …… 318
12.3　负阻抗不稳定性概念 …… 319
12.4　单 PWM DC/DC 变换器的负阻抗不稳定性 …… 321
12.5　驱动一些负载的 PWM DC/DC 变换器的稳定性 …… 328
12.6　直流车辆配电系统的稳定性条件 …… 331
12.7　带恒功率和电阻负载的 PWM DC/DC 变换器的负阻抗稳定控制 …… 333
12.8　小结 …… 339
参考文献 …… 339

第 13 章　恒功率负载对运载工具交流电力系统的影响 …… 341

13.1　运载工具交流分布电力系统 …… 341
13.2　恒功率交流负载的建模 …… 343
13.3　负阻抗不稳定条件 …… 348

13.4　带恒功率负载的混合（交流和直流）车辆系统 …… 353
13.5　小结 …… 359
参考文献 …… 359

第 1 章　电力系统简介

1.1　电路基础

1.1.1　欧姆定律

欧姆定律表述为：在物理（温度、尺寸等）条件保持不变时，任何元件两端电位差与流过元件电流成正比。

$$V \propto R \tag{1-1}$$

$$V = RI \tag{1-2}$$

R 是一个比例常数，称为元件电阻。R 可以用元件长度（l）、截面积（A）和电阻率（ρ）来表示。

$$R = \rho l/A \tag{1-3}$$

元件电阻和流过的电流成反比。并不是所有材料都服从欧姆定律，例如超导体即为零电阻，这样的材料一般称为非欧姆材料，而其余服从欧姆定律的材料称为欧姆材料。

1.1.2　基尔霍夫定律

任何一个电路都是由电气元件组成的，如电阻、电容和电感，并伴有电流和电压。这些电气元件决定的电流和电压的关系，称为基尔霍夫电流和电压定律。

基尔霍夫电流定律指出：电路中任一节点的电流之和为零。这里，一个节点定义为两个或三个电气元件的连接点。基尔霍夫电流定律如图 1-1 所示。

$$\sum i = i_1 + i_2 + i_3 - i_4 = 0 \tag{1-4}$$

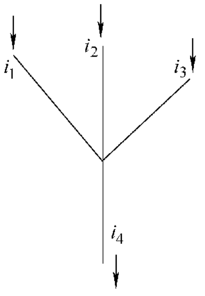


图 1-1　基尔霍夫电流定律示意图

基尔霍夫电压定律指出：一个回路中所有元件的电阻与电流乘积（阻性电路）的总和等于电压源的电压。图 1-2 表示了基尔霍夫电压定律。

$$\sum V = 0 \tag{1-5}$$

$$V = iR_1 + iR_2 \tag{1-6}$$

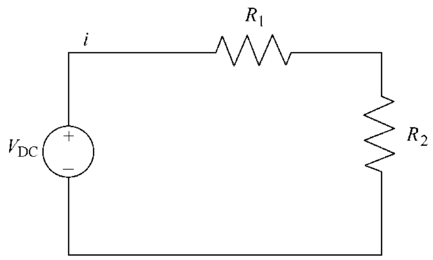


图 1-2　基尔霍夫电压定律示意图

1.1.3　电路元件电压电流关系

常见的电路元件是电阻、电容和电感。下面的公式给出了流过这些元件的电流与元件两端电压的关系。

电阻的电压电流关系：

$$V = RI \tag{1-7}$$

式中　V——元件两端的电压；
　　　I——流过元件的电流。

电感的电压电流关系：

$$V = L\ (\mathrm{d}i/\mathrm{d}t) \tag{1-8}$$

式中　L——元件电感值。

电容的电压电流关系：

$$I = C\ (\mathrm{d}V/\mathrm{d}t) \tag{1-9}$$

式中　C——元件的电容值。

1.1.4　RC、RL 和 RLC 电路的暂态电路分析

一般情况下，电路中的电流和电压是在稳态情况下测得的，即电源提供恒定的直流或者交流信号。然而在电路闭合和关断时，电流或电压将从一个稳态过渡到另一个稳态。这个过渡过程称为暂态，对它的分析称为暂态分析。一个系统暂态行为主要是由于电感或电容等储能元件的存在，它们对电流或电压的突然变化有一种惯性。

RL 电路的暂态分析中，假设开关初始是断开的。这时候，电感两端电压和流过的电流都为零。当开关闭合时，电压施加于电阻和电感的两端。电感两端电压发生突变，但是其流过电流不能发生突变。闭合前和闭合后的瞬间电流几乎相等。一旦开关闭合且电路处于稳态时，电感等同于短路。RL 电路和开关闭合后电流及电压随时间的变化如图 1-3 所示。

RC 电路的暂态分析中，当开关闭合时，电容等同于开路，流过电容电流为

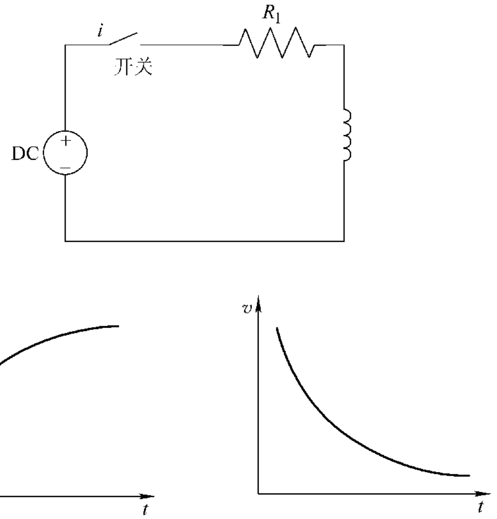


图 1-3　RL 电路和暂态过程中电压和电流的变化

零，但是两端电压等于电压源电压。电容两端的电压不能发生突变，开关断开前后瞬间的电压几乎相等。电路的一阶微分方程揭示了这个特性。RC 电路和它的瞬态特性如图 1-4 所示。

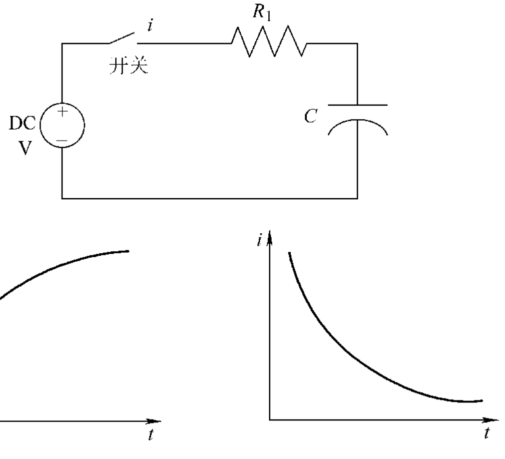


图 1-4　RC 电路和暂态特性

RLC 电路的暂态分析与 RL 和 RC 电路的分析类似。在 RLC 电路中，元件可能并联，也可能串联。一个二阶微分方程将用于 RLC 电路的求解。RLC 电路如图 1-5 所示。

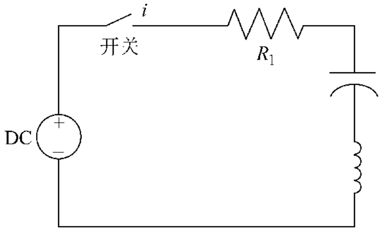


图 1-5　RLC 电路

1.1.5　拉普拉斯变换介绍

拉普拉斯变换是解决初始值问题的一个强大工具。它将常微分方程和偏微分方程变换为简单的代数方程，使得问题很容易得到解决。对代数方程实行拉普拉斯逆变换可以得到常微分和偏微分的解。

函数 $f(t)$ 在 $0<t<\infty$ 定义区间的拉普拉斯变换为 $F(s)$：

$$L[f(t)] = F(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t)\,dt \tag{1-10}$$

式中　s——一个实数；

　　L——拉普拉斯变换。

拉普拉斯变换存在的条件是方程在 $0<t<\infty$ 区间上应分段连续，以及 $f(t)$ 在 t 趋于无穷大时为指数阶。尽管这两个条件是充分的，但并非是 $F(s)$ 存在的必要条件。

1.1.6　正弦激励和相量

正弦波是交流电流（AC）［与直流电流（DC）相反］，电流流过一个方向，然后流过相反方向，如图 1-6 所示，电流是时间的函数，不同于 DC 中电流方向是不变的，这样波形可以表示为

$$\begin{aligned} V &= V_m \sin\omega t \\ I &= I_m \sin\omega t \end{aligned} \tag{1-11}$$

式中　V_m 和 I_m——峰值电压和峰值电流。

系统的输出是线性或者非线性取决于系统是线性或者非线性。

相量是个复数，在 $i(t)$ 和 $V(t)$ 表达式中乘以 $e^{j\omega t}$。采用相量法表示的电压相量：

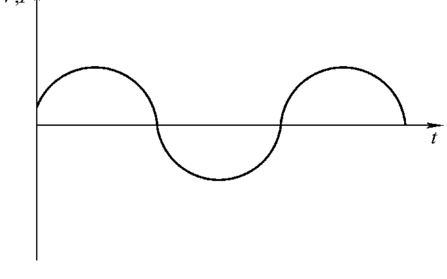


图 1-6　正弦波信号

$$V(t) = V\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t} \tag{1-12}$$

欧姆定律：　$V = RI$

电感上电压方程：　$V = \mathrm{j}\omega LI$

电容上电压方程：　$V = [1/(\mathrm{j}\omega C)]I$

阻抗上电压方程：　$(V/I) = Z$

在广义电路中，阻抗所起的作用等同于电阻电路中电阻的作用。它是一个复数（不是相量），有一个实部（阻性）和一个虚部（容性或感性）。用相量法处理电路时，需特别注意的是它对找出系统的强迫响应非常有用。

1.1.7　傅里叶级数

傅里叶级数是周期性函数 $f(x)$ 以正弦函数和余弦函数和的形式进行展开，如下：

$$F(x) = a_n\cos(nx) + b_n\sin(nx) \tag{1-13}$$

系数 a_n 和 b_n 的值由正弦和余弦函数的正交性所确定。傅里叶级数由以下积分进行计算。

$$\int_{-\pi}^{\pi}\sin(mx)\sin(nx)\,\mathrm{d}x = \pi\delta_{mn} \qquad m,n \neq 0 \tag{1-14}$$

$$\int_{-\pi}^{\pi}\cos(mx)\cos(nx)\,\mathrm{d}x = \pi\delta_{mn} \qquad m,n \neq 0 \tag{1-15}$$

$$\int_{-\pi}^{\pi}\sin(mx)\,\mathrm{d}x = 0 \tag{1-16}$$

$$\int_{-\pi}^{\pi}\cos(mx)\,\mathrm{d}x = 0 \tag{1-17}$$

式中，δ_{mn}——克罗内克函数，它是 δ 函数的离散形式，定义为 $m \neq n$ 时，$\delta_{mn} = 0$，$m = n$ 时，$\delta_{mn} = 1$。

1.1.8　数字系统

首先，我们根据系统所使用信号的性质将其分为模拟系统和数字系统。模拟系统使用连续信号（电压和电流），如正弦或直流；数字系统使用离散信号，它的波形由非零电压电平和零电压电平的脉冲组成。

数字系统可能使用由两种电压电平构成的单极性信号，如零电压电平和正电压电平，或者零电压电平和负电压电平；也有可能使用双极性信号，有零电压电平、正电压电平和负电压电平。数字系统往往涉及到小信号低功率应用，如计算器；然而它们也可能应用于大功率应用中，如电力变换器电路。

数字系统主要由离散元件组成，如晶体管、电阻、电容和逻辑门或者集成在一起构成的集成电路（IC）。微处理器和存储器芯片是数字电路封装在一起形成单一数字器件的例子，它们可以应用于更大规模的数字电路。模/数转换器或数/模转换器等这样的数字器件可作为数字电路和模拟电路的接口，构成一个综合的系统。

1.2 控制系统

1.2.1 信号流图和框图

信号流图和框图在控制系统分析中是十分有价值的工具。它们帮助定义基本的控制概念，并简化复杂系统的表示图。信号流图和框图几乎可以表示所有的控制系统。一个简单控制系统信号流图和框图如图 1-7 所示。

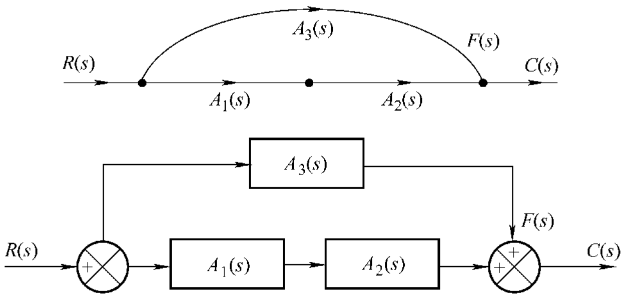


图 1-7 一个简单控制系统的信号流图和框图

输入/输出关系如下：

$$A(s) = C(s)R(s) \tag{1-18}$$

式中 $A(s)$ ——系统传递函数；

$R(s)$ ——输入或参考变量；

$C(s)$ ——输出或控制变量；

$F(s)$ ——误差变量。

$F(s)$ 是一个反馈或者前馈变量，这些变量可能代表一些物理参数，如速率或温度。图 1-7 中上部并联路径是前馈环。在信号流图中，并联支路中变量的符号将表明其是否是反馈环。

如上所述，只有那些可以用线性代数方程确立起输入输出关系的线性系统才可以通过信号流图进行简化的图形表示。另外，信号流图表示法相比框图更受数学约束。

1.2.2　反馈控制技术

反馈控制技术是一种包含物理系统控制的概念或理念，反馈控制系统和技术的概念大部分从线性系统理论演进而来，反馈控制系统如图 1-8 所示。

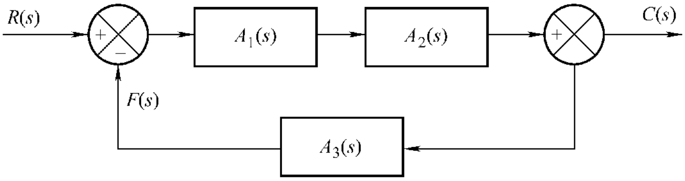


图 1-8　反馈控制系统的一般形式

现在有数种反馈控制技术，它们可以根据设计方法的不同进行分类。然而常见的一种分类方法是（应该是常见的反馈控制技术）线性控制和非线性控制。自然界中，几乎所有系统全是非线性的；但是线性反馈控制技术是以测试为目的的理想化模型。只要所施加信号在线性工作范围之内，这些非线性系统都可以认为是线性系统。非线性控制系统有时用来使控制更为精确和有效，以期实现最小耗时的控制。

在时不变系统中，控制参数与时间无关；但是在线性时变系统中，控制参数将随时间而发生变化。一个线性时变系统设计和分析要比线性时不变系统的更为复杂。在连续数字控制系统的情况下，控制信号在系统各个部分都是时间函数。如果信号有载波，则系统为交流系统，否则为直流系统。不过，一个直流系统可能有交流特性的一些信号。

采样数据控制系统在系统的各个部分都涉及到脉冲信号的使用，同时数字控制系统利用数字二元阵列进行控制。两个控制技术都涉及到离散控制系统。这种控制的内在优势是组件多功能复用、控制布局缩小及灵活性增加。

1.2.3　稳定性和劳斯—赫尔维茨判据

系统稳定性是指其恢复稳定工作状况的能力。稳定运行状况常指输入和输出变量或函数通过数值或常数组关联。数学上，系统稳定的条件可以阐述为其没有任何实部为正的实极点，也就是说，是否存在实部为正的极点严格定义了系统是不稳定还是稳定。在实际系统中，不稳定的可能性是存在的，但是很多时候由于系统组件的饱和性，系统仍可以保持在稳定状态。具有负反馈的系统确保了系统在受到扰动和系统稳定性不足情况下仍可以维持稳定和运行。

劳斯—赫尔维茨判据是一种无需求解系统特征方程的根，就可以判定系统

稳定性的方法。但是，这种方法涉及特征方程系数函数的三角形阵列的计算。稳定的必要和充分条件是首列为正，且所有零点在 s 平面的左半部。然而，如果并不是所有根都为正，则右半平面的零的数目等于首列符号改变的数目。

1.2.4　时域和频域分析

在大部分控制系统中，时间是关于其涉及到的输出或者系统状态的一个独立变量。在时域分析中，采样或者参考输入信号作用于系统，获得的输出则用来评价系统。这种时间或时间响应 $C(t)$ 的系统行为有两部分——暂态响应 $C_t(t)$ 和稳态响应 $C_s(t)$。

$$C(t) = C_t(t) + C_s(t) \tag{1-19}$$

在控制系统中，暂态响应是在时间为无穷大时趋于零的响应的一部分（当系统是稳定的情况下）。

$$\text{limit}_{t\to\infty} C_t(t) = 0 \tag{1-20}$$

另一方面，稳态响应在无穷大时是系统响应的一部分，即系统响应为常数或者随时间周期改变。对于控制系统的设计，应提供暂态响应和稳态响应作为系统详细说明。

尽管时域对控制系统的分析更为直观，但是对于特定系统的分析中（如通信系统）更倾向于频域分析。其主要原因是高阶系统难以在时域中处理。在时域分析中，没有具体途径来设计有特定要求的系统，如上升时间和延迟时间。然而，频域分析有图形工具作为一个简化方法来解决线性控制系统。同时，根据时域和频域之间存在的关系，使得频域参数转换成时域参数成为可能。频域分析采用传递函数方法。

1.2.5　状态空间描述

状态空间法提供了一个全面且完整的系统表示。这种表示法可以用来描述一大类系统，如单输入单输出、多输入单输出、多输入多输出、时变和时不变系统。状态空间方程如下：

$$\boldsymbol{v}(n+1) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{v}(n) + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(n) \tag{1-21}$$

$$\boldsymbol{y}(n) = \boldsymbol{C}\boldsymbol{v}(n) + \boldsymbol{D}\boldsymbol{u}(n) \tag{1-22}$$

这个方程描述了离散时间系统，但是可以很容易扩展至连续时间系统。这里 $v(n+1)$ 是在时间 $n+1$ 时某个节点上的。状态向量矩阵 $\boldsymbol{A}$ 被称作一个状态转换矩阵。状态空间变量对多输入多输出和状态时变系统的分析更为有效。

1.3　电力系统

1.3.1　电力网模型

电力网模型是用单线图简化表示的（单相或者三相）。它使用标准符号以表示系统不同组件。一个简单的电力系统网络包括交流发电机、输电线（路）和负载单元。电力网图示如图 1-9 所示。

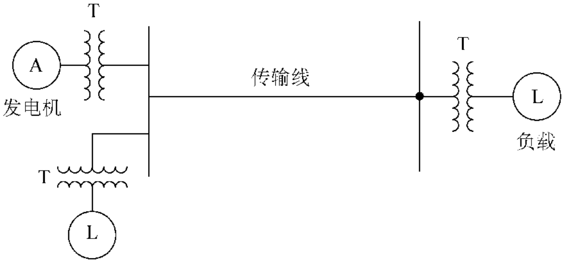


图 1-9　电力网模型

1.3.2　标幺值

在电力网中，所有组件（如交流发电机、变压器和负载）都可能工作在不同的电压、电流和功率水平。如果电压、电流、功率和阻抗都参考一个共同基准值表达，则电力系统分析就会简便。这个基准值可任意指定以简化分析，并没有任何物理意义。所有元件的电压、电流、功率和阻抗将以基准值的百分比或标幺值进行表示。

基准值可以定义为实际值和基值的比值，用小数或百分比表示。

$$标幺值=实际值/基值 \tag{1-23}$$

1.3.3　Gauss-Seidel 电力潮流

电力潮流分析涉及电力系统在稳态环境下的节点电压、有功和无功的传输。基于节点电压不平衡约束和交流发电机的无功功率的假设，电力潮流研究将会给出每个节点电压及相位角和系统各部分的有功功率和无功功率等有关信息。同时也会给出待研究暂态过程的初始系统条件。电力潮流分析对使电力网运行在最优状况是十分必要的。

Gauss-Seidel 法使用迭代过程解决非线性电力潮流分析。Gauss—Seidel 电力潮流方程如下：

$$V_{\mathrm{p}} = [1/Y_{\mathrm{pp}}][(P_{\mathrm{p}} - \mathrm{j}Q_{\mathrm{p}})/V_{\mathrm{p}} - \sum Y_{\mathrm{pq}}V_{\mathrm{p}}] \tag{1-24}$$

式中　$p=1, 2, 3, \cdots$；

V_1，V_2，V_3——母线电压；

V_1^0，V_2^0，V_3^0——初始母线电压。

P 和 Q——有功功率和无功功率。

计算母线电压的迭代过程一直重复直至母线电压达到期望的精度。初始值的选择会很大程度影响收敛速度和收敛值，初始值的选择与经验有关。

1.3.4　直流电力系统

最常用的系统是交流电力系统，其中电力的产生、传输和使用都采用交流形式。在直流电力系统中，电力可以以直流形式产生，并且同样以直流形式进行传输。另一个选择是发电采用传统的交流形式，然后经过整流变换至直流，然后同样以直流形式进行传输。相比直流至直流的变换（斩波器），交流到直流的变换（整流器）是一个简单的过程，因此人们经常采用后者。在运载工具电力系统中，无论是陆地还是航天运载工具，电流都是以交流形式产生，然后经过整流变换为直流，进而储存在蓄电池中，供负载使用。如果有需求的话，在直流电力系统的输电终端，直流也可以变换为交流，以供交流负载使用。图 1-10 描述了典型直流电力系统的框图。

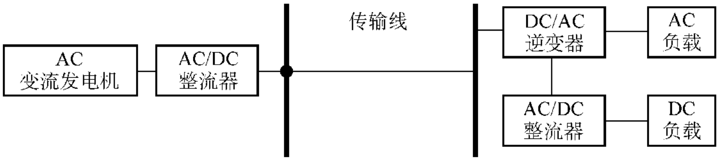


图 1-10　直流电力系统框图

参 考 文 献

[1]　C. R. Paul, S, A, Nasar, and C. E. Unnewehr, Inroduction to Electrical Engineering, McGraw Hill Co. , New York, US 1986.

[2]　A. N. Kani, Power System Analysis, 1st Edition, RBA Publication, India, 1999.

[3]　B. C. Kuo, Automatic Control System, 5st Editon, Prentice-Hall Inc. , New Jersey, US, 1987.

[4]　G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. E. Naeini, Feed back Control of Dynamic System, 4st Editon, Prentice-Hall Inc. , New Jersey, US, 2002.

[5]　H. F. Davis, Fourier series and Orthogonal Fucntion, Dover, New York, US, 1963.

[6]　T. W. Korne. Fouries Analysis, Cambriage University Press, Cambridge, England, 1988.

[7]　S. J. Chapman, Electrical Machies and Power System Fundamentals, 1st Edtion, McGraw Hill, New York, US, 2002.

第 2 章　电力电子技术基础

电力电子技术是研究将电流或电压变换为另一种类型的电流和电压的技术。电力电子变换器已广泛应用于不同的运载工具中。这些变换器包括 AC/DC 整流器、DC/DC 斩波器、DC/AC 逆变器和 AC/AC 电压调节器。电力电子技术的迅猛发展得益于近年来多个领域的进步，如半导体开关器件、控制电子技术、高级微控制器和数字信号处理器（DSP）。事实上，这些技术的进步才使电力电子变换器的发展成为可能，如低成本、高性能、高效率和小型、轻量化。

功率二极管、晶闸管、晶体管、MOSFET 和绝缘栅双极型晶体管（IGBTs）是主要的电力电子开关。功率二极管是最简单的、不可控的电力电子开关。功率二极管当电压为正时正偏导通（on），在反向电压时反偏截止（OFF）。晶闸管是可控三端器件。如果电流脉冲施加于门极，晶闸管将导通，从阳极到阴极的电流导通，建立了正电压。晶闸管导通的必要条件是门极电流高于一个最小值，这个最小值称为 I_{GT}。

功率晶闸管具有传统晶体管的特性，可以传导更高的集电极电流，同时也有更高的击穿电压（V_{CEO}）。它专为大电流、高电压和大功率应用设计，通常工作在饱和或者截止区。

功率 MOSFET 是电压控制型器件。它们通常是 N 沟道增强型。大多数功率 MOSFET 在 $V_{GS} < 2V$ 夹断，$V_{GS} > 4V$ 导通。在功率 MOSFET 导通时，它的漏极和源极电阻很小，例如小于 1Ω；导通时漏极和源极电阻很大（几近于开路）。

IGBT 等效于基极由 MOSFET 驱动的功率晶体管。类似于 MOSFET，IGBT 的栅极阻抗很高，只需小能量即可关断器件。同时也和功率晶体管相似，导通状态时电压很低。

2.1　AC/DC 整流器

AC/DC 整流器是一个电力电子电路，将输入的 AC 电压变换为 DC 电压输出。本节将对单相 AC/DC 变换器类型和其在不同负载条件下的运行方式进行阐述。

2.1.1　单相半波不可控整流器

图 2-1 所示是单相半波不可控整流器的主回路。变换器的输入是单相供电，

变换器所采用的开关器件是不可控的二极管。观察输出电压，其电压波形是输入电压的一半。因此，此整流器常称为单相半波不可控整流器。

变换器的运行原理十分简单。在输入工作电压的正半周时，正的 V_s 将出现在二极管两端，二极管正向导通（见图 2-2a）。因此，正半周的输出电压与输入或供电电压 V_s 相同。电流为 V_s/R。当供电电压工作在负半周时，二极管将反向截止，因此输出无电压也无电流。

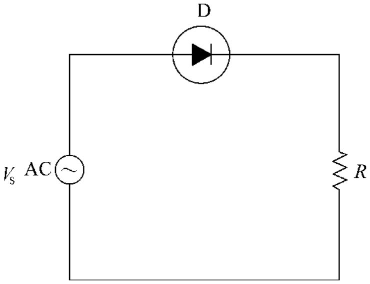


图 2-1　阻性负载下的单相半波不可控整流器

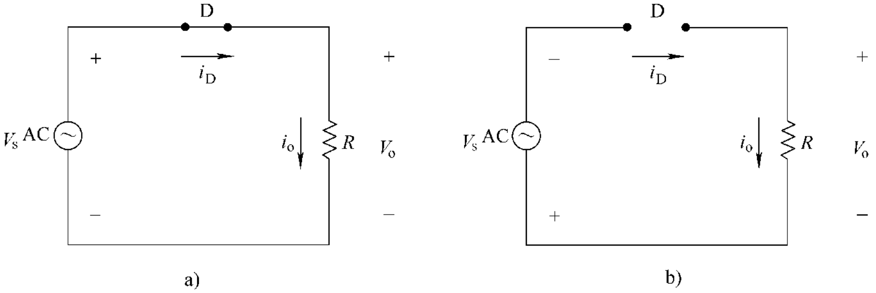


图 2-2　电路结构

a）二极管导通　b）二极管截止

对于感性负载，功率级是相同的。此变流器只包含一个二极管。同样，在输入电压的正半周时，二极管正向导通，V_s 出现在电阻和电感两端。当供电电压进入负半周时，由于电感中仍有储存能量，在输入电压变为零或负时，输出电流不立即变为零。因此，二极管依然导通。这个导通时间将由电感大小决定。一旦电感所储存能量完全消耗在电阻上，输出电流变为零，二极管反向偏置。输出电压也会瞬间变为零。

对于装有内部电池或 DC 电动机反电动势的负载，二极管两端各有一个电压源。如果电池电压高于输入或电源电压，则二极管反向截止，将不会导通。因此整流器输出电压等于电池电压。当输入（AC）电压高于电池电压时，二极管将正向导通，同时开始导通。输出电压将等于随输入电压变化的电源电压，直到电感电流为零。一旦电感储存能量完全消失，其通过电流将为零。输出电压也就等于电池电压。

2.1.2　单相半波可控整流器

如图 2-3 所示，整流器采用可控开关（全控或半控）取代简单二极管（不可控开关）。整流器输入是单相供电电压，输出波形是输入电压的半波形，因此这种整流器称为单相半波可控整流器。类似于不可控整流器，可控整流器的运行根据不同负载情况和运行模式进行说明。

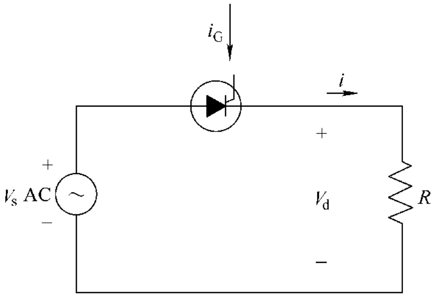


图 2-3　阻性负载下的单相半波可控整流器

这里负载是纯电阻，开关是硅可控整流器（SCR）或晶闸管。晶闸管只有在其门极得到信号，且为正向偏置才导通。一旦门极得到信号，晶闸管开始导通。在电流降为零或反向偏置时，晶闸管关断。图 2-4 描述了纯电阻负载下整流电路的功率级和运行模式。在输入电压的首半周期，即使晶闸管正向偏置，但没有收到门极信号时，晶闸管仍然不会导通。因此，此时输出电流为零，输出电压也为零。触发延迟角为 α 时给门极信号，晶闸管开始导通。此时，输出电压等于供电电压，输出电流等于输出电压除以负载电阻。这种状态会持续半个周期。之后，供电电压为负，晶闸管反向偏置。如上面所提到的，晶闸管一旦反向偏置，将立即关断，无输出电流和输出电压。晶闸管只有在下一个门极信号施加时再次导通，依次顺序运行。图 2-5 描述了输入和输出波形。

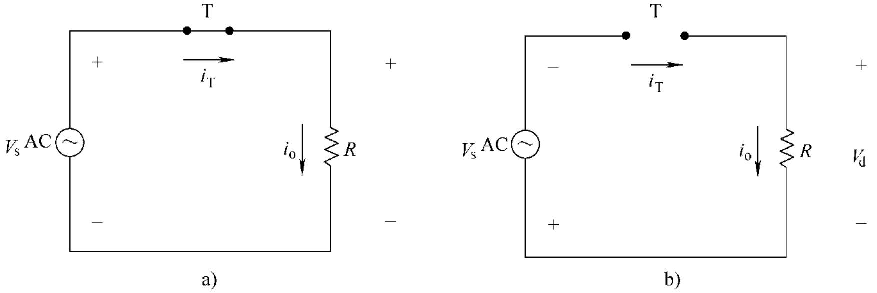


图 2-4　电路结构

a）晶闸管导通　b）晶闸管关断

对于感性负载，在输入电压的第 1 个半周，晶闸管正向偏置，等待导通。一施加了门极信号，晶闸管就将开始导通。一旦晶闸管被触发，负载上就出现输入电压，此时，电流流过开关和负载。电感在这个过程中储存能量。在半周末，

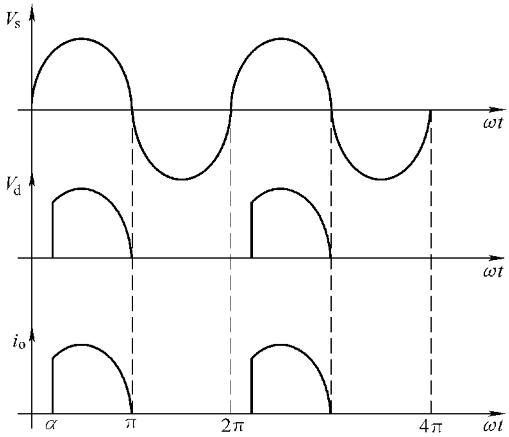


图 2-5　输入电压和输出电压以及电流波形

电感电流不为零，电流不得不流过电路中的开关。直到电感电流为零，电源电压将继续出现在整流器的输出端。当电流为零，晶闸管将反向偏置。输出电压保持零，直至 SCR 再次触发。

对于内部电池负载，当晶闸管没有被触发时，输出电流为零，输出电压等于电池电压。这里最重要的一点就是在输入电压小于电池电压之前，即使触发晶闸管，由于其仍反向偏置，将不会导通。一旦输入电压或电源电压高于电池电压，开关等待导通。当晶闸管被触发时，电流开始流过负载，能量将储存在电感中。一旦负载电流为零，开关将关断，输出电压不会高于电源电压。但是电流一旦变为零，电压将会有一个从电源电压到电池电压的跳变。输出电压将会保持在这个电压，直至开关再次被触发。一旦开关触发，则整个过程将会重复。

2.1.3　单相全波不可控整流器

这些整流器由单相交流电源供电。输出电压波形包含电源电压的所有半波，电路使用的是不可控电力开关二极管。图 2-6 描述了单相全波不可控整流器。观看这些整流器的功率级图，它们类似于桥式拓扑结构，因此称之为二极管桥式整流器。

在不同开关状态下的电路状态如图 2-7 所示。在电源电压的第 1 个半周，二极管 D_1 和 D_2 正向偏置。因此电源电压出现在负载两端，电流开始流过电阻负载。第 1 个半周之后，电压进入负的区域；二极管 D_3 和 D_4 正向偏置。因此负电压将出现在 D_1 和 D_2 的两端，它们也因此反向偏置。输出电流仍将保持同方向，负的电源电压将出现在输出端。输出电压和输出电流在同一方向仍一直保

持为正。

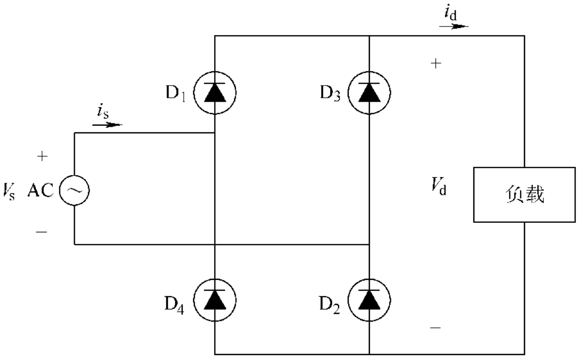


图 2-6　单相全波不可控整流器

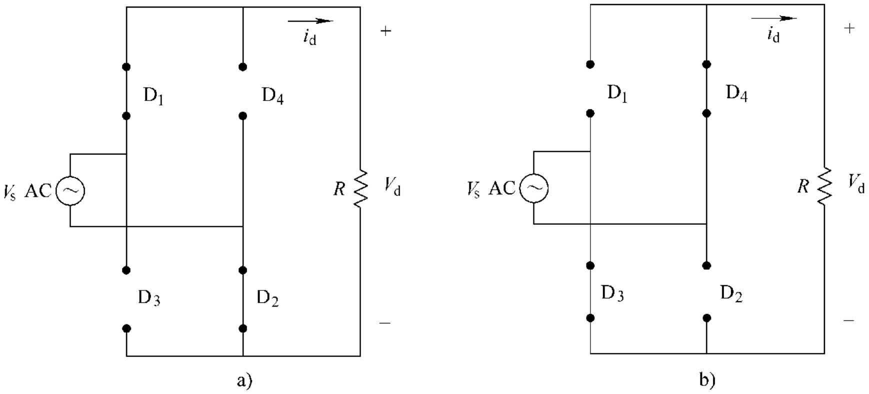


图 2-7　电路结构

a）D_1，D_2 导通　b）D_3，D_4 导通

2.1.4　单相全波可控整流器

图 2-8 给出了阻性负载下的单相全波可控整流器。所有的开关都为晶闸管，它们是可控器件。

图 2-9 是负载为阻性时的运行阶段图。可以看到，在任意时间有两个开关是闭合的。但是应该牢记的是同一个臂的两个开关不能同时闭合。这是因为如果同时闭合，电源将会短路。这种现象称为直通故障。

晶闸管只有在其正向偏置和门极信号施加于门极时才会导通。因此在正半周，即使 T_1 和 T_2 正向偏置，除非它们被触发，否则不会导通。门极信号一旦施加，T_1 和 T_2 将开始导通。同时，T_3 和 T_4 反向偏置，停止导通。在运行阶段图中，所描述的是 T_1 和 T_2 关断，T_3 和 T_4 导通，电流开始流过负载。换言之，负

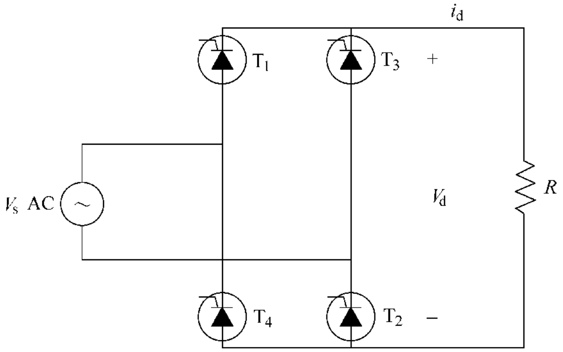


图 2-8 阻性负载下的单相、全波可控整流电路

载将得到供电，电源电压施加于负载两端。负载电流等于电源电压除以负载电阻。当电源电压变为零，负载电流也变为零，晶闸管 T_1 和 T_2 为反向偏置，停止导通。同时，晶闸管 T_3 和 T_4 为正向偏置，等待导通，但不会立即导通。当门极信号施加于两端时，晶闸管 T_3 和 T_4 开始导通，负载电流开始流过这两个晶闸管。或者换言之，负载得到供电，负电源电压将施加于负载两端。

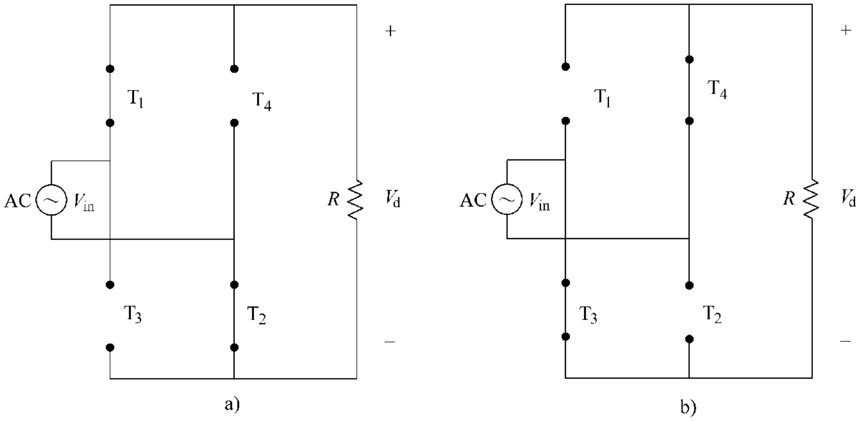


图 2-9 电路图

a）T_1，T_2 导通 b）T_3，T_4 导通

图 2-10 描述了单相全波可控整流器在纯阻性负载下的输入和输出波形。这里，α 为触发延迟角，单位是度。触发角可以定义为门极信号施加于晶闸管的角度或时刻。负载是纯阻性且没有内部电源时，变换器的运行完全取决于电源电压和触发延迟角。由于电源电压在每个周期中经过两次零点，电路常工作在断续状态。

对于感性负载，电路中存在储能元件。因此，电路工作常常取决于电感的

状态。当在变流器工作期间变流器电流为零时，变流器工作在断续导通状态（DCM）。如果变流器的整个工作状态期间，电感电流从不为零，则变流器工作在连续导通状态（CCM）。

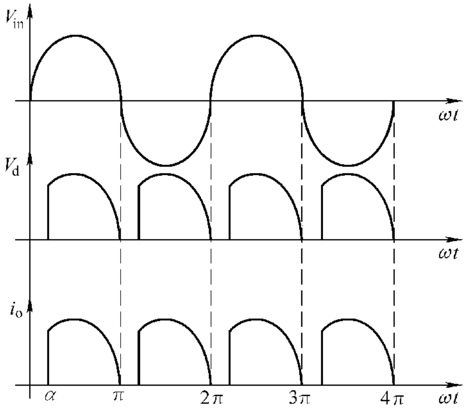


图2-10 输入输出波形

在CCM工作状态，晶闸管T_1和T_2在电源电压的正半周正向偏置，等待导通。一旦施加门极信号，它们开始导通，电源电压将出现在负载两端。当电源电压为零，晶闸管反向偏置，但由于负载是感性的，电感电流不会立即改变，所以电流仍然为正，不为零。因此在π之后，除非负载电流为零，否则电源电压不会施加于负载两端。门极信号在$\alpha+\pi$时刻施加于T_3和T_4。一旦T_3和T_4得到触发，它们开始导通，同时T_1和T_2被迫关断。此时，负的电源电压将出现在负载的两端。

在DCM工作状态，电感电流在π之后和$\alpha+\pi$之前降为零。当电感电流为零时，输出电压也为零。

工作在连续导通状态下的变流器输出电压如下：

$$
\begin{aligned}
v_{\mathrm{s}} &= \sqrt{2}V_{\mathrm{s}}\sin \omega t \\
V_{\mathrm{d}} &= \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}V_{\mathrm{s}}\sin \omega t\,\mathrm{d}(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_{\mathrm{s}}\cos \alpha
\end{aligned}
\tag{2-1}
$$

在触发延迟角大于90°时，输出电压为负，电流方向不变。因此，此时的变流器是两象限AC/DC变换器。事实上，全桥可控变换器可以实现逆变器的功能。

2.2 DC/DC变换器

实现某一直流电压等级变换到另一个可调节的直流电压等级的电力电子变换器，称为DC/DC变换器。它们通常也被称为斩波器。这些变换器可以称为直流变压器，但是它们有容积小、成本低、尺寸小等优点，因此更为高效。

2.2.1 Buck变换器

DC/DC Buck（降压）变换器降低输入电压。图2-11描述了变换器的主电路。正如讨论变流器一样，DC/DC变换器运行的讨论同样分为连续和断续导通

工作状态。

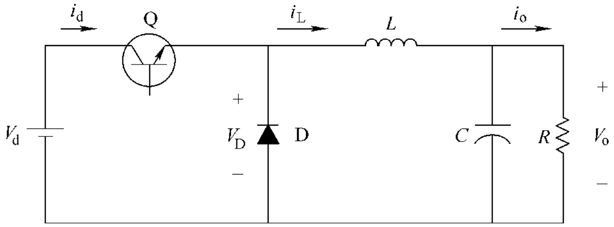


图 2-11　DC/DC Buck 变换器

从图 2-11 可以看出，要想对变换器的性能有一个完整理解，有两个变量必须得到检测，它们是电感电流和电容电压（输出电压）。半导体开关的断开和闭合改变主电路的工作阶段。因此，电路性能根据半导体开关情况进行讨论。开关可以是晶闸管、MOSFET、IGBT 或者其他全控电力电子开关。

在 CCM 运行状态，当开关处于导通（$0<t<DT$）状态，变换器的电路图如图 2-12 所示。一旦开关接通，电流开始流过电路。由于电路中存在电感，电流不能发生跃变，但开始线性地增加。同时也可以看出，负的电源电压出现在二极管两端，因此其会反向偏置。观察电路中电流流动，表明这个周期内电源电压对电容进行充电，同时对负载供电。另一个变量电感电流同时也线性地增加，开始储存能量。在这期间，二极管由于反向偏置而电流为零。由于电感两端有两个电压（输入和输出），它们的差将施加在电感两端。从状态方程来看，可以得到下列描述。

$$\begin{aligned}
&0<t<DT\\
&V_d=v_l+V_o\\
&\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{V_d-V_o}{L}\\
&i_L(t)=\frac{V_d-V_o}{L}t+I_{L.\min}\\
&i_L(t=DT)=I_{L.\max}\\
&\Delta I_L=I_{L.\max}-I_{L.\min}=\frac{V_d-V_o}{L}DT
\end{aligned}\tag{2-2}$$

式中　V_d——电源电压；

V_o——输出电压；

i_L——电感电流；

D——占空比。

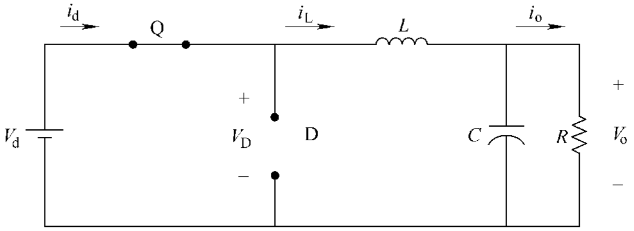


图 2-12　开关下的 DC/DC Buck 变换器

当开关断开（$DT<t<T$）时，变换器电路图如图 2-13 所示。从电路图可以看出，负载电流路径由二极管提供。二极管正向偏置，储存在电感中的能量开始释放，对负载供电。这期间的电容作用是使输出电压保持在设计阶段设定的纹波限值内。因此电感提供能量与负载所需能量差值由输出电容维持。但是，由于此时电路没有电源，电感储存的能量继续消耗，电感电流在这期间线性地减小。电容在这个期间放电。此时出现在电感两端的电压是负的输出电压。下面是这期间的数学式。

$$
\begin{aligned}
& DT < t < T \\
& v_L = -V_o \\
& \frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = \frac{-V_o}{L} \\
& i_L(t) = \frac{-V_o}{L}(t-DT) + I_{L.\max} \\
& i_L(t=T) = I_{L.\min} \\
& \Delta I_L = I_{L.\max} - I_{L.\min} = \frac{V_o}{L}(1-D)T
\end{aligned}
\tag{2-3}
$$

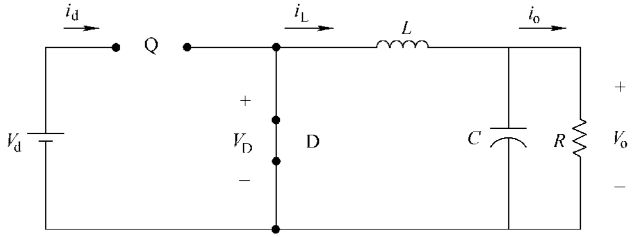


图 2-13　开关断开时的 DC/DC Buck 变换器

从式（2-2）和式（2-3），有

$$\frac{V_d - V_o}{L}DT = \frac{V_o}{L}(1 - D)T \tag{2-4}$$

$$V_o = DV_d,\ D = \frac{t_{on}}{T} \tag{2-5}$$

占空比 D 在 0 和 1 之间。因此可以说，输出电压总是小于输入电压。图 2-14 描述了 CCM 运行状态下的电感电压和电流波形。可以看出，输出电压没有低于 x 坐标轴。原因是我们假定设计较好，使得输出电压保持一个常数。

电感线性增量和减量可以通过上面的波形观察得到，它证明了我们的分析。同时也可以看到电感电流不为零，因此变换器工作在 CCM 运行状态。工作在 CCM 运行状态的合理解释是输出电感值较大。因此我们可以说，如果给出运行负载范围、输入电压、所需输出电压和开关频率等要求，则设计出占空比值和电感值，使变换器工作在 CCM 是可能的。如果给出输出电压纹波限值，我们同样可以设计出输出电容。

临界断续导通状态（CDCM）运行是连续和断续导通模式间工作的边界状态。图 2-15 显示了 CDCM 运行状态下的电感电压和电流波形。

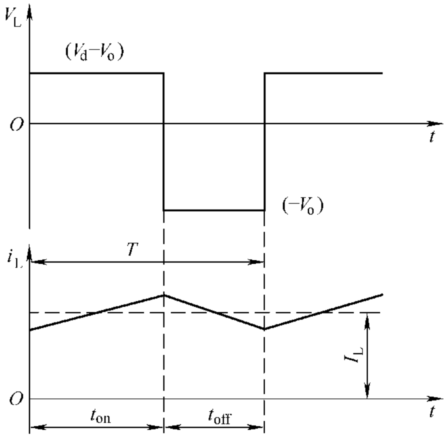


图 2-14　CCM 运行状态下的电感电压和电流波形

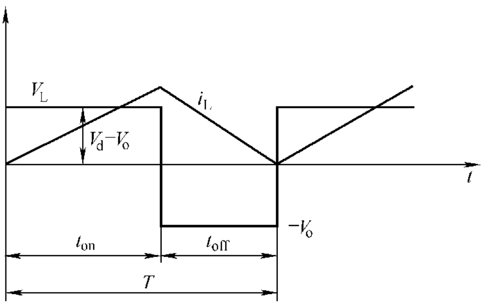


图 2-15　CDCM 运行下的 DC/DC Buck 变换器波形

在 CDCM 运行状态，电感电流为零，但其一旦下降到零，则开关立即接通，电流重新升高。因此，可以说变换器工作在临界状态。

图 2-16 描绘了在 DCM 运行状态下 DC/DC Buck 变换器的波形。可以清晰地看出，电感电流为零的时间相比 CDCM 运行状态下的要长。事实上，在 CDCM 运行状态下，电感电流一旦到达零，则立即增长。但是在这种状态下，电流会在零点保持一段时间。这里最小瞬态电感电流为零：在 T 时刻前电流降为零，而在 CDCM 运行状态的情况下，电流在 T 时刻降到零。

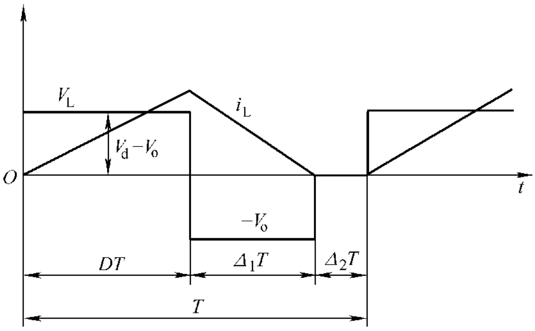


图 2-16　在 DCM 运行状态下 DC/DC Buck 变换器波形

2.2.2　Boost 变换器

DC/DC Boost（升压）变换器能提高输入电压。图 2-17 描绘了变换器的主电路。这种变换器可提高 DC 电源电压，根据系统设计参数可以运行在连续和断续导通模式。

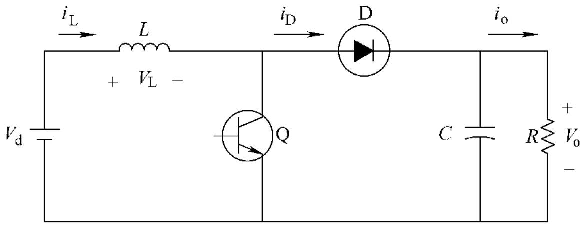


图 2-17　DC/DC Boost 变换器

在这种变换器中，开关与电源并联，而并非如 Buck 变换器中开关与电源串联。因此驱动不会浮动，同时半导体开关可以与之共地。从主电路可以看出的另一个区别是电感靠近电源。电感可以作为具有 DC 环节整流器的输出。因此制造小型电磁干扰（EMI）滤波器成为可能。由于开关是并联的，因此导致了自然短路保护失效的问题。

在 CCM 运行状态下，当开关处于接通时（$0<t<DT$），变换器电路图如图 2-18 所示。

从图 2-18 可以看出，开关闭合，负电压将出现在二极管两端，以致二极管反向偏置。在此期间开关处于导通。电感电流等于电源电流以及流过开关的电流。电源电压施加于电感两端。显然二极管电流为零，因此负载电流仅来自电

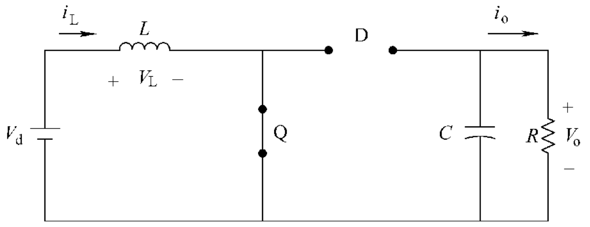


图 2-18　开关接通时的 DC/DC Boost 变换器

容。电感开始储存能量。电容通过负载放电。以下是这个周期的状态变量方程。

$$
\begin{aligned}
&0 < t < DT \\
&V_d = v_L \\
&\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = \frac{V_d}{L} \\
&i_L(t) = \frac{V_d}{L}t + I_{L.\min} \\
&i_L(t = DT) = I_{L.\max} \\
&\Delta I_L = I_{L.\max} - I_{L.\min} = \frac{V_d}{L}DT
\end{aligned}
\tag{2-6}
$$

当开关处于断开时（$DT < t < T$），变换器电路如图 2-19 所示。

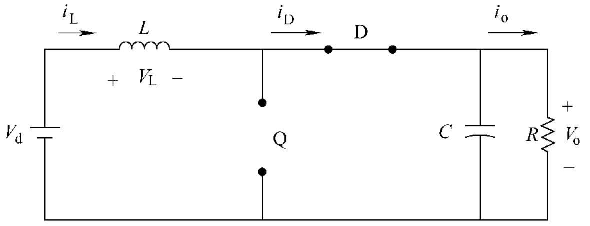


图 2-19　开关断开时的 DC/DC Boost 变换器

当开关断开时，二极管两端失去负电压。事实上，二极管为正向偏置并等待导通。电感电流流过负载的惟一路径即是通过二极管。因此，在这个间隔时间，开关电流为零；电感电流仍为输入电流，二极管流过同样的电流。电感在向电容充电的过程中消耗能量。电容器在上述间隔时间放电，并给负载供电，电感电压为两端电压源之差。在电感能量消耗的同时，电流线性地减小。这一时间间隔的状态方程如下：

$$\begin{aligned}
&DT < t < T\\
&v_L = V_{\mathrm{d}} - V_{\mathrm{o}}\\
&\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = -\frac{(V_{\mathrm{o}} - V_{\mathrm{d}})}{L}\\
&i_L(t) = -\frac{(V_{\mathrm{o}} - V_{\mathrm{d}})}{L}(t - DT) + I_{L.\max}\\
&i_L(t = T) = I_{L.\min}\\
&\Delta I_L = I_{L.\max} - I_{L.\min} = \frac{(V_{\mathrm{o}} - V_{\mathrm{d}})}{L}(1 - D)T
\end{aligned} \tag{2-7}$$

电流会一直增大直至开关断开，这一周期的初始状态是电感电流最大，最终条件是电感电流最小。变换器工作在 CCM 运行状态时，在电感电流降为零之前，开关接通，循环开始重复。从式（2-6）和式（2-7）可以得到

$$\frac{V_{\mathrm{d}}}{L}DT = \frac{(V_{\mathrm{o}} - V_{\mathrm{d}})}{L}(1 - D)T \tag{2-8}$$

$$V_{\mathrm{o}} = \frac{1}{1 - D}V_{\mathrm{d}} \tag{2-9}$$

图 2-20 描述了在 CCM 运行状态下电感电压和电流波形。

如前所述，在开关导通的时期，电流线性地增加。当开关断开时，电流开始线性地减小。电感电流在整个运行阶段不会降为零。电感平均电流等于负载电流。电感电压同时也是输入电压。输出电压没有在图 2-20 中描述出，可以认为其在高于输入电压的要求时电压值保持恒定。

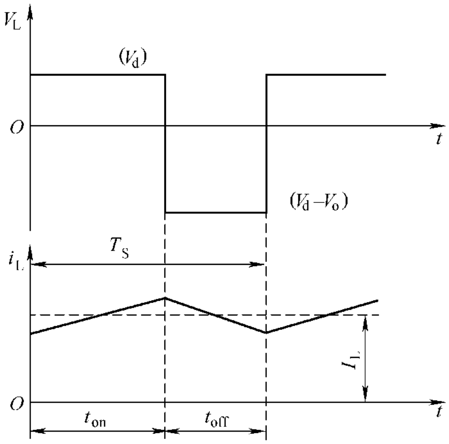


图 2-20　CCM 运行状态下电感电压和电流波形

不同的负载状态可以使变换器从连续导通模式到断续导通模式。但是如果给定输入电压、所需输出电压和工作负载范围，则设计出连续工作模式的变换器是可能的。在这种情况下，只有电感值是影响电路运行连续导通模式或断续导通模式的参数。在临界运行状态，当变换器处于不完全工作在连续导通状态或断续导通状态时，电感电压和电流波形如图 2-21 所示。如前所述，临界运行状态称为 CDCM。在这个运行状态中第一个开关周期，变换器性能和 CCM 相同。惟一的区别是初始条件。这里，初始电感电流为零。一旦电感

电流为零，开关就再次接通。

图 2-22 描绘了 DCM 运行状态下 DC/DC Boost 变频器波形。可以清晰地看出，电感电流为零的时间相对比 CDCM 要长。事实上，在 CDCM 运行状态，电感电流一旦触零，则立即增加。但是，在这种情况，电流保持为零一段时间。这里最小瞬态电感电流也是零，但是在 T 时刻前降为零。相反，在 CDCM 运行状态，其在 T 时刻恰好降为零。

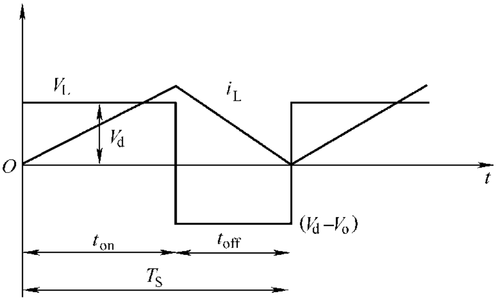


图 2-21　CDCM 状态下 DC/DC Boost 变换器波形

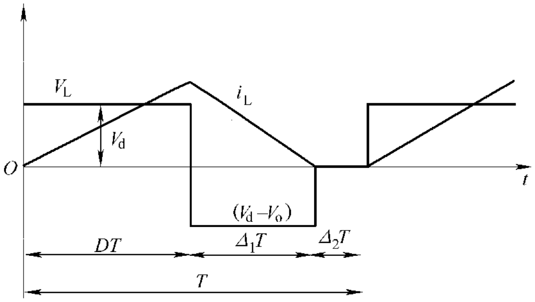


图 2-22　DCM 运行状态下的 DC/DC Boost 变换器波形

2.2.3　Buck-Boost 变换器

在 Buck 变换器中，输出电压永远低于输入电压。相反，在 Boost 变换器中，输出电压则永远高于输入电压。然而 Buck-Boost（降压-升压）变换器可以控制占空比，既可以使输出电压高于输入电压，也可以使输出电压低于输入电压。图 2-23 描绘了这种变换器的电路。

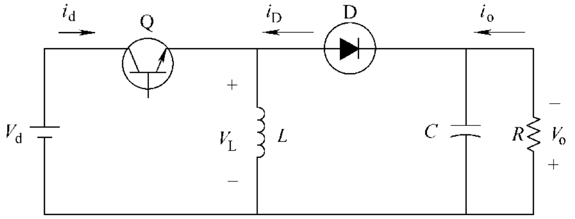


图 2-23　DC/DC Buck-Boost 变换器

从图 2-23 所示的电路可以看出，与其他所研究的拓扑结构不同的是，这个拓扑结构的输出电压与输入电压极性相反。因此共地在这种拓扑结构中是不适用的。根据电路的元件值，变换器可以工作在连续导通模式和断续导通模式。

在 CCM 运行状态，当开关接通（$0<t<DT$）时，变换器电路如图 2-24 所示。

如图 2-24 所示，当开关闭合，输入电压施加在电感两端。在另一边，由于二极管两端的负电压，二极管反向偏置，因此二极管没有电流。负载由于电源断开而由电容供电。因此，当开关闭合时，电感电流线性地增加。在这一时期，电感开始储存能量。电容通过负载放电。在这期间的变换器的不同参数和变量的数学式如下：

$$
\begin{aligned}
&0<t<DT\\
&V_{\mathrm{d}}=v_L\\
&\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{V_{\mathrm{d}}}{L}\\
&i_L(t)=\frac{V_{\mathrm{d}}}{L}t+I_{L.\min}\\
&i_L(t=DT)=I_{L.\max}\\
&\Delta I_L=I_{L.\max}-I_{L.\min}=\frac{V_{\mathrm{d}}}{L}DT
\end{aligned}
\tag{2-10}
$$

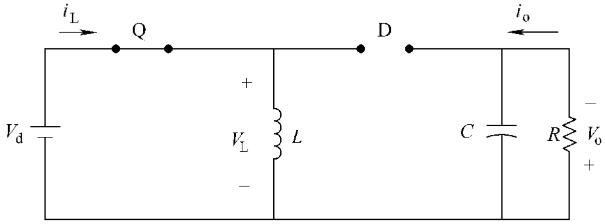


图 2-24　开关闭合下的 DC/DC Buck-Boost 变换器

在开关断开时（$DT<t<T$），变换器电路如图 2-25 所示。

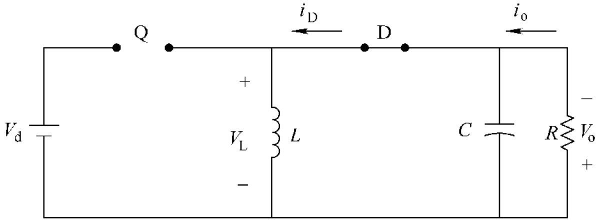


图 2-25　开关断开下的 DC/DC Buck-Boost 变换器

从电路图我们可以清晰地看出二极管提供电感电流路径。因为开关是断开的，此时没有来自电源的输入电流和开关电流。相反，二极管导通时，有了电流，且等于电感电流。实际上，电感对电容和负载同时供电。在这一期间，电感消耗能量而电容被充电。电感电流在同一个方向线性地减小。在这个断开期间，电路状态方程如下：

$$\begin{aligned}
&DT < t < T \\
&v_L = -V_\text{o} \\
&\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = -\frac{V_\text{o}}{L} \\
&i_L(t) = -\frac{V_\text{o}}{L}(t - DT) + I_{L.\max} \\
&i_L(t = T) = I_{L.\min} \\
&\Delta I_L = I_{L.\max} - I_{L.\min} = \frac{V_\text{o}}{L}(1 - D)T
\end{aligned} \tag{2-11}$$

从式（2-10）和式（2-11）可以得到

$$\frac{V_\text{d}}{L}DT = \frac{V_\text{o}}{L}(1 - D)T \tag{2-12}$$

$$V_\text{o} = \frac{D}{1 - D}V_\text{d} \tag{2-13}$$

图2-26描绘了在CCM运行状态下的电感电压和电流波形。

如前所述，电感电流在接通时期线性增加，在断开时期线性减小。当开关闭合时，输入电压出现在电感两端，当开关断开时输出电压出现在负载两端。事实上，这种变换器拓扑结构的优势在于输入电流和输出电流是独立的。它们不通过电感相互干涉。这种特性使得设计一个更为强大的控制器成为可能。

如前面所解释的两个拓扑结构一样，CDCM运行状态对设计考虑是非常重要的。对于给定的输入电压范围、负载范围和所要求输出电压，通过研究CDCM运行状态，电感值和占空比可以确定下来。如果电压纹波也具体给出的话，则设计出输出电容也是可能的。当变换器工作在临界状态时，电感电压和电流如图2-27所示。

图2-28描绘了DCM运行状态下DC/DC Buck-Boost变换器波形。可以看出，电感电流为零的时间比CDCM运行状态下要长得多。

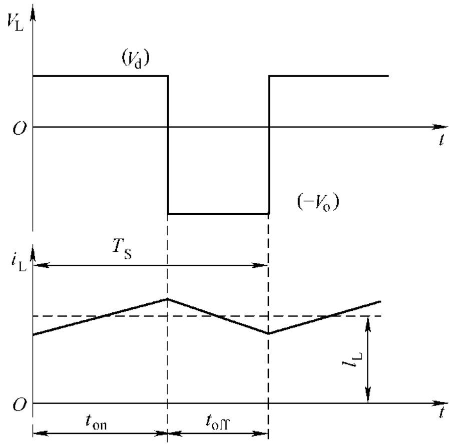


图 2-26　CCM 运行状态下的电感电压和电流波形

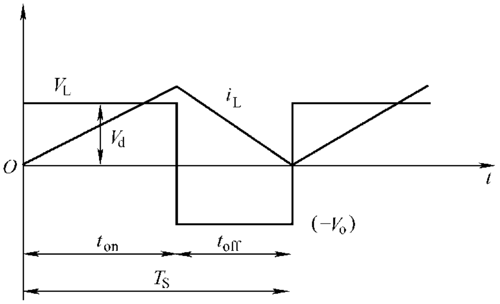


图 2-27　CDCM 运行状态下的 DC/DC Buck-Boost 变换器波形

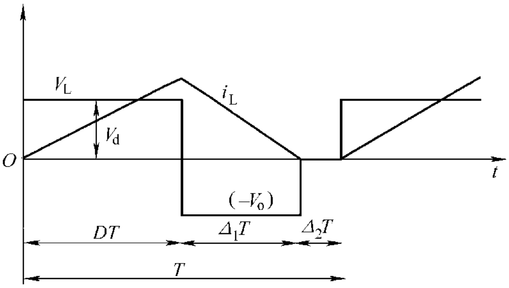


图 2-28　DCM 运行状态下的 DC/DC Buck-Boost 逆变器波形

2.3　DC/AC 逆变器

2.3.1　工作原理

一般，单相全桥 DC/AC 逆变器常称为 H 桥逆变器。这些 DC/AC 逆变器既可以是电压源/馈电逆变器（VSI），也可以是电流源/馈电逆变器（CSI）。在 VSI 情况下，输入电压被认为是恒定，反之，在 CSI 中，输入电流常被认为是恒定。而且如果输入电压是可控的话，单相 DC/AC 逆变器也可以称为“可变 DC 连接的逆变器”。简单的单相 DC/AC 逆变器的电路如图 2-29 所示。

在图 2-29 中，当 Q_1 在 $T/2$ 时间周期导通时，则负载两端的瞬时电压等于 $V_d/2$，相反，如果 Q_2 在 $T/2$ 时间周期导通，则负载两端的瞬时电压等于 $-V_d/2$。控制电路的设计就是要求 Q_1 和 Q_2 不同时导通。这种电路结构的特征输出电压

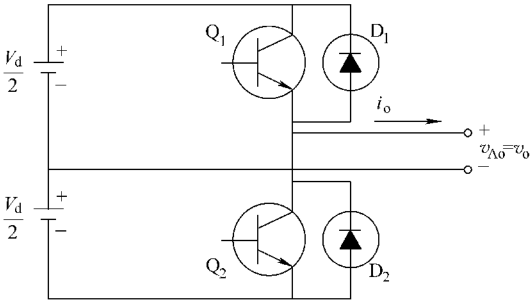


图 2-29　单相 DC/AC 逆变器的基本电路图

波形如图 2-30 所示。

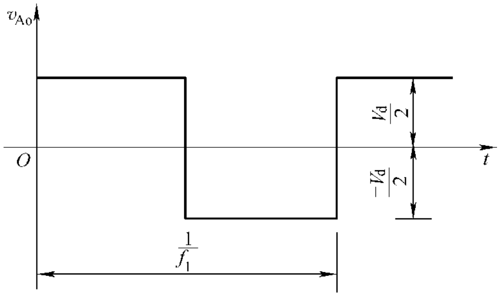


图 2-30　基本矩形波的输出电压波形

图 2-29 单相 DC/AC 逆变器是一个半桥逆变器。图 2-30 的方均根输出电压由下式得到：

$$v_0 = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{T/2}\frac{V_s^2}{4}\mathrm{d}t} = \frac{V_d}{2} \tag{2-14}$$

而且，瞬态输出电压可以由傅里叶级数表达为：

$$v_0 = \sum_{1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{2V_s}{n\pi}\sin(n\omega t) \tag{2-15}$$

式中　ω——输出电压的频率 $\omega = 2\pi f$，单位为 rad/s。

实际逆变器的输出电压并不是纯正弦波，会包含一些使波形畸变的谐波。实际上逆变器得到的电能质量是比较差的，通常需要输出滤波器进行提高。定义输出电能质量最重要的两个参数是总谐波畸变率（THD）和畸变因数（DF）。THD 是一个衡量所得波形与基波相似度的量。由下列表达式表达：

$$THD = \frac{1}{V_1}\sqrt{\sum_{n=2,3,\cdots}^{\infty}V_n^2} \tag{2-16}$$

式中　V_1——输出电压波形的基波分量；

V_n——输出电压的第 n 次谐波分量值。

输出电压 *THD* 通常以其基本分量百分比来表达。

另一个重要参数是用来衡量输出电能质量的畸变因数（*DF*）。由于 *THD* 没有表明每个谐波分量值，因此 *DF* 计算是有必要的。*DF* 是这样的参数，即在没有具体二阶负载滤波值情况下，依然可以衡量降低不希望出现的谐波的有效性。它可以定义如下：

$$DF = \frac{1}{V_1}\sqrt{\sum_{n=2,3,\cdots}^{\infty}\left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2} \tag{2-17}$$

而且，对于单独谐波分量的 *DF* 可以定义如下：

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2} \tag{2-18}$$

因此，在研究了单相 DC/AC 逆变器的基本工作原理和影响电能质量的重要参数之后，理解不同开关方案拓扑结构是很必需的。在下一节中，开关方案将会得到简略解释。

2.3.2　方波全桥逆变器

单相全桥 DC/AC 逆变器的基本电路如图 2-31 所示。

全桥逆变器有两个单臂逆变器组成，类似于前面章节所讲到的。当电力需求高时，这些逆变器一般比半桥逆变器更好用。对于相同的 DC 输入电压，这种结构的逆变器最大输出电压是半桥逆变器的两倍。因此对于大功率运行，这种逆变器有很大的优势。

如图 2-31 所示，全桥 DC/AC 逆变器包含 4 个高频开关：T_{A+}，T_{A-}，T_{B+}和 T_{B-}。当开关 T_{A+}和 T_{B-}同时闭合时，输入电压 V_d 施加在负载两端。当开关 T_{A-}和 T_{B+}同时闭合时，则负载两端电压反之，等于 $-V_d$。图 2-31 所示电路的典型波形如图 2-32 所示。

从图 2-32 可以看出，单相全桥 DC/AC 逆变器的输出电压的方均根值可以表

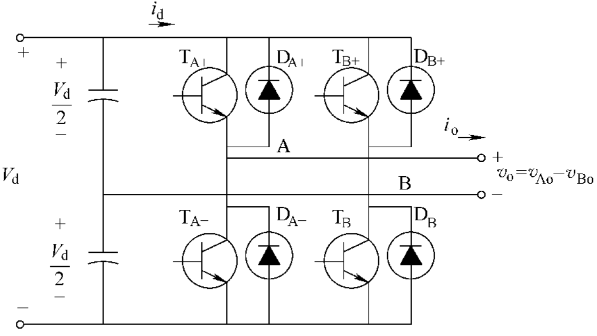


图 2-31　单相全桥 DC/AC 逆变器的基本电路

达如下：

$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{T/2} V_d^2 \mathrm{d}t} = V_d \quad (2\text{-}19)$$

而且，输出电压可以通过傅里叶级数表达如下：

$$v_0 = \sum_{n=1,2,3,\cdots}^{\infty} \frac{4V_d}{n\pi}\sin(n\omega t) \quad (2\text{-}20)$$

因此，如果 $n=1$，则我们可以得到基本分量方均根值的表达式：

$$V_1 = \frac{4V_d}{\sqrt{2}\pi} \quad (2\text{-}21)$$

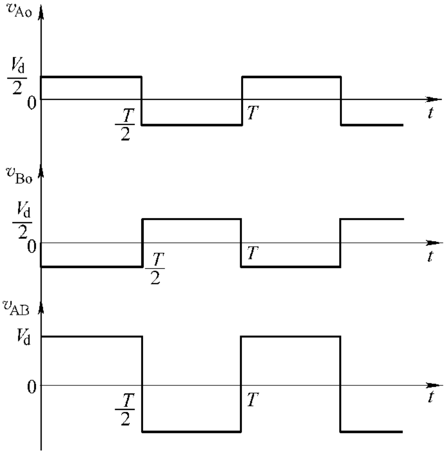


图 2-32　全桥 DC/AC 逆变器的输出相电压和线电压波形

每一个开关 T_{A+}、T_{A-}、T_{B+} 和 T_{B-} 分别都有一个二极管 D_{A+}、D_{A-}、D_{B+} 和 D_{B-} 与之并联。这些二极管称为续流二极管，在它们导通时期，能量重新反馈到输入 DC 电源中。

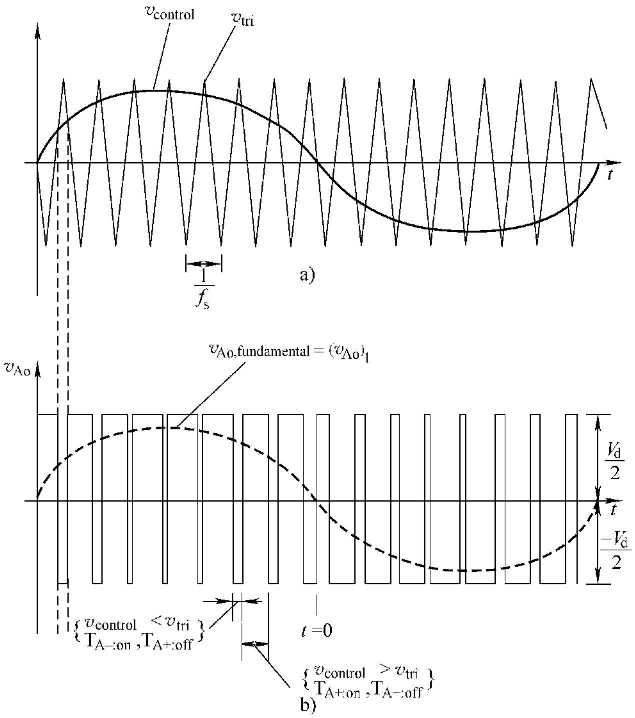
2.3.3　脉宽调制（PWM）逆变器

对于大量的实际应用，DC/AC 逆变器的输出电压要求是可控的。针对这个目的，开发了很多开关方案。控制逆变器的输出电压基本上是为了应对输入 DC 电压的变化，以实现逆变器电压调节和电压/频率恒定控制。针对这一目的，最常用的技术是脉宽调制（PWM）。在 PWM 技术中，实现对不同参数的控制，获得更出色的逆变器控制，以满足不同应用。

最主要的，DC/AC 逆变器输出电压需为正弦波，并且其大小和频率可调。PWM 技术为了实现这一点，将振荡在期望频率的正弦参考信号与高频三角载波进行比较，如图 2-33 所示。这种 PWM 技术通常称为双极型开关方案。三角载波的频率决定了逆变器开关频率，并且三角波幅值通常保持在常数 $\hat{V}_{tri}$。

在针对 PWM 性能的进一步讨论之前，有必要明确一些术语。图 2-33 中的三角载波 V_{tri}，以开关频率 f_s 振荡。正是这个频率决定了逆变器开关导通与关断的频率。另一方面，控制信号 $V_{control}$ 用来调制开关占空比，并且以频率 f_1 振荡。这也是我们期望得到的频率，即输出电压基波分量。而且，前面提到的输出电压并不是纯正弦波，它包含振荡在 f_1 的谐波频率电压分量。

从图 2-33 我们可以定义两个重要术语，即幅值和频率的调制比。幅值调制比 m_a 定义如下：



v_{control}
v_{tri}
t
$\frac{1}{f_s}$
a)
v_{Ao}
$v_{\text{Ao,fundamental}} = (v_{\text{Ao}})_1$
$\frac{V_d}{2}$
t
$\frac{-V_d}{2}$
$\left\{ \begin{array}{l} v_{\text{control}} < v_{\text{tri}} \\ T_{A-:\text{on}}, T_{A+:\text{off}} \end{array} \right\}$
$t = 0$
$\left\{ \begin{array}{l} v_{\text{control}} > v_{\text{tri}} \\ T_{A+:\text{on}}, T_{A-:\text{off}} \end{array} \right\}$
b)

图 2-33　双极型 PWM 开关技术的图示

$$m_a = \frac{\hat{V}_{\text{control}}}{\hat{V}_{\text{tri}}} \tag{2-22}$$

式中　$\hat{V}_{\text{control}}$——控制信号电压的峰值；

$\hat{V}_{\text{tri}}$——三角载波信号电压的峰值，通常保持为常数。

m_a比值一般小于 1，这种情况一般称为欠调制，而在 $m_a > 1$ 时，则称为超调制。

重新回到图 2-33，频率调制比（m_f）可以定义如下：

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \tag{2-23}$$

在图 2-31 的全桥 DC/AC 逆变器中，开关 T_{A+} 和 T_{A-} 的控制通过比较 V_{control} 和 V_{tri} 的大小来实现。负载两端输出电压也会相应发生变化，可以描述如下：

$$v_{\text{control}} > v_{\text{tri}}, \ T_{A+} \text{ 导通} \qquad v_{\text{Ao}} = \frac{V_d}{2} \tag{2-24}$$

$$v_{\text{control}} < v_{\text{tri}}, \ T_{A-} \text{ 导通} \qquad v_{\text{Ao}} = \frac{-V_d}{2} \tag{2-25}$$

由于这两个开关永远不会同时断开，输出电压 v_{Ao}将在 $V_d/2$ 和 $-V_d/2$ 之间波动。另一个常见的前面提到的 PWM 技术是单极型开关方案。这种方案由仿真得到的典型波形如图 2-34 所示。

从图 2-34 可以看出，在 PWM 单极型开关方案情况下，输出电压或者从正电位到零，或者从负电位到零，不像双极型开关方案中开关动作直接在高电位和低电位间发生。参考图 2-31，全桥 DC/AC 逆变器在单极型 PWM 开关方案下有如下的开关控制：

$$v_{\text{control}} > v_{\text{tri}} \qquad T_{A+}\ \text{导通} \tag{2-26}$$

$$-v_{\text{control}} < v_{\text{tri}} \qquad T_{B-}\ \text{导通} \tag{2-27}$$

$$-v_{\text{control}} > v_{\text{tri}} \qquad T_{B+}\ \text{导通} \tag{2-28}$$

$$v_{\text{control}} < v_{\text{tri}} \qquad T_{A-}\ \text{导通} \tag{2-29}$$

如前所述，开关对（$T_{A+}T_{A-}$）和（$T_{B+}T_{B-}$）彼此互补：就是说当一个开关对断开，则另一个开关对一定闭合。

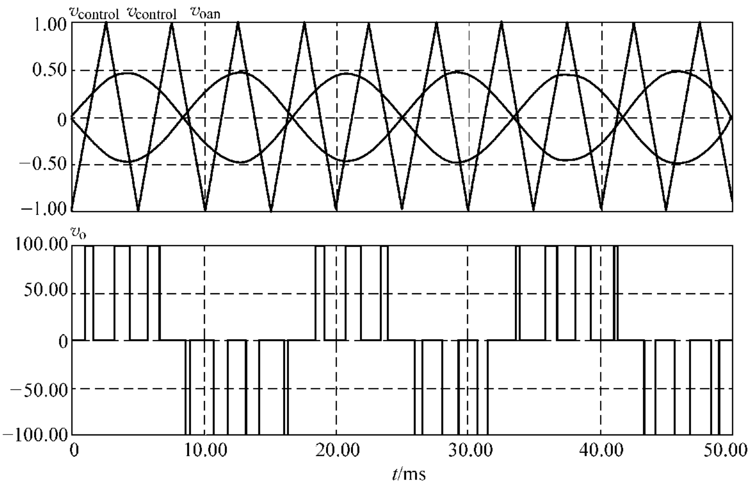


图 2-34　单极型 PWM 开关方案图

在某些情况下，PWM 技术常根据不同应用要求进行改进。应注意到，输出电压波形的脉宽在正弦调制信号的峰值附近不会发生显著的变化。这是由正弦波的自身特性决定的。为了避免这个缺陷，可以采用一些改良过的 PWM 开关技术，例如，只在半波起始或结束时采用载波。这种改良 PWM 技术提高了输出电压中的基波分量，也因此提高了谐波特性。而且这种改良的 PWM 技术减少了电气元件数和开关损耗。单相 DC/AC 逆变器中除了输出电压 PWM 控制技术外，为了满足不同需求，还开发了其他各种技术。

参 考 文 献

[1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons, 1995.

[2] P. T. Krein, Elements of Power Electronics, Oxford University Press, 1998.

[3] D. H. Hart, Introduction to Power Electronics, Prentice-Hall, 1997.

[4] R. W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, 2^{nd} Edition, Kluwer Academic Publishers, 2001.

[5] T. L. Skvarenina, The Power Electronics Handbook, CRC Press, 2002.

[6] M. H. Rashid, Power Electronics, 2^{nd} Edition, Prentice Hall, 1993.

[7] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, Principles of Power Electronics, Addison Wesley, 1991.

[8] A. M. Trzynadlowski, Introduction to Modern Power Electronics, John Wiley and Sons, 1998.

[9] N. Mohan, Power Electronics: Computer Simulation, Analysis and Education using PSpice, MNPERE, Minneapolis, 2000.

[10] B. K. Bose, Problems Manual for Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, 2001.

第 3 章　电　　机

本章主要阐述机电系统基础、电磁学、电机及如何利用电机来驱动机械负载。

3.1　机电能量转换系统

电机既可以运行在发电模式，也可以运行在电动模式。在电动模式下，可以利用电能驱动机械负载，而在发电模式下，则可以利用机械原动力产生电能。图 3-1 和图 3-2 是电机运行的典型图形表示。图 3-1 和图 3-2 描述的是三相电源，还有单相或直流供电的。在下一章节，我们将会考察这些电机的基本运行原理、特性和驱动方程。

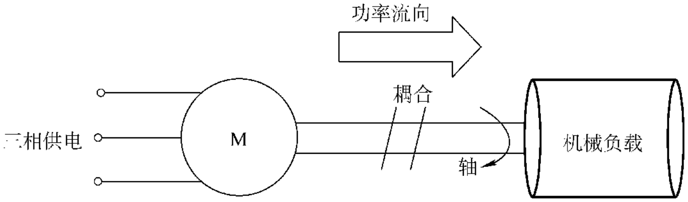


图 3-1　电动模式下典型电机示意图

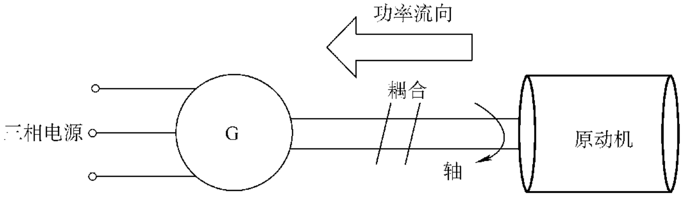


图 3-2　发电模式下的典型电机示意图

在机电系统中，我们感兴趣的基本参数是位置、速度、加速度、转动惯量、摩擦力和转矩。明晰这些参数之间的关系式是非常重要的。下式定义了这些参数之间的关系。

加速度：$$a = \mathrm{d}\omega / \mathrm{d}t$$

角速度：$$\omega(t) = \omega(0) + \int a(\tau)\mathrm{d}\tau$$

位置：$$\theta(t) = \theta(0) + \int \omega(\tau)\mathrm{d}\tau$$

电功率：$P_{\mathrm{em}} = T_{\mathrm{em}}\omega$

负载功率：$P_{\mathrm{L}} = T_{\mathrm{L}}\omega$

动能：$K = J\omega^2/2$

角速度会因为功率和转矩而发生变化。一般保持一个参数为常数，而通过改变另一个参数以改变速度，如功率可以定为常数，则速度随转矩线性变化，又或者转矩保持为常数，则速度随功率线性变化。转矩和速度之间的关系可以从下式得到：

$$T = T_{\mathrm{r}}\left(\frac{n}{n_{\mathrm{r}}}\right)^k \tag{3-1}$$

式中 T、T_{r}、n、n_{r} 和 k——转矩、额定转矩、速度、额定速度和指数因数。不同的转矩-速度特性可能拥有不同的 k 值。系统瞬态机械方程如下：

$$T_{\mathrm{em}} = T_{\mathrm{L}} + J\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} + B\omega \tag{3-2}$$

式中 T_{em}、T_{L}、J 和 B——电磁功率、负载转矩、转动惯量和轴承摩擦因数。

在机械系统中，为了改变速度往往采用齿轮机构。下面的图示就是解释轴上的齿轮是如何改变速度的。

对于图 3-3 的齿轮系统，有如下公式：

$$\begin{gathered} T_1\omega_1 = T_{\mathrm{L}}\omega_2 \\ \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{N_1}{N_2} \\ T_1 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)T_{\mathrm{L}} \end{gathered} \tag{3-3}$$

式中 N_1、N_2——齿轮数；

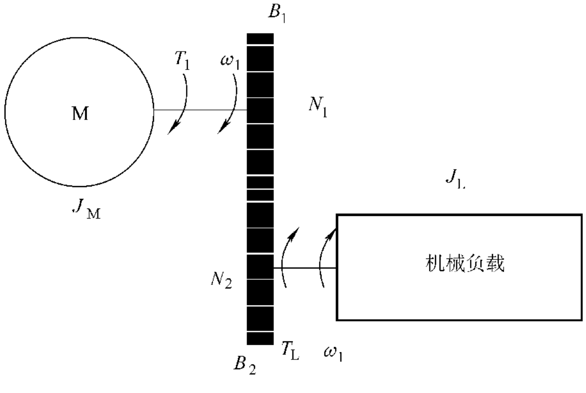


图 3-3 采用齿轮的典型机械连接

ω_1、ω_2——电机和负载的角速度；

B_1、B_2——电机和负载的轴承摩擦因数；

T_1、T_L——额定电磁和负载转矩。

电机系统应该对机械系统运行做出响应，因此需将机械系统侧参数折算到电机侧。

$$
\begin{aligned}
J_{\mathrm{L.\ reflected}} &= \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 J_{\mathrm{L}} \\
B_{2.\ \mathrm{reflected}} &= \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 B_2
\end{aligned}
\tag{3-4}
$$

$$
\begin{aligned}
J &= J_{\mathrm{M}} + J_{\mathrm{L.\ reflected}} = J_{\mathrm{M}} + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 J_{\mathrm{L}} \\
B &= B_1 + B_{2.\ \mathrm{reflected}} = B_1 + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 B_2 \\
T_1 &= T_{\mathrm{L.\ reflected}} + J\frac{\mathrm{d}\omega_1}{\mathrm{d}t} + B\omega_1
\end{aligned}
\tag{3-5}
$$

根据转矩方向或轴旋转方向，电机既可以工作在电动模式也可工作在发电模式，相应的机械系统既可以工作在负载也可以工作在原动机模式下。将它们综合，可以得到电机系统四象限状态图，如图3-4所示。

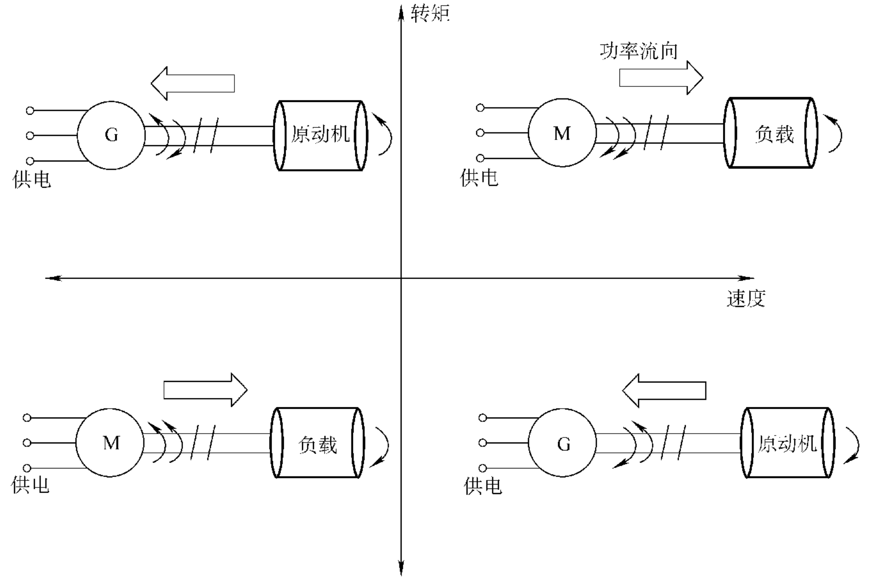


图3-4 四象限状态图

3.2　电磁学基础

安培定律指出，在一个闭合路径中电磁场由其中穿过闭合路径的电流决定。事实上，在任何时间，磁场强度沿任一闭合路径的线积分等于该路径所包含的电流之和

$$\begin{aligned} B &= \mu H \\ \mu &= \mu_r \mu_0 \end{aligned} \tag{3-6}$$

式中　μ——材料磁导率；
H——磁场强度；
B——以特斯拉为单位的磁通；
μ_r——相对磁导率。

空气或自由空间的相对磁导率是 1，不同材料的相对磁导率的变化范围很大。

如果电流 I 流过线圈，则产生了磁动势（mmf），磁动势与流过的电流和线圈匝数有关。$F = NI$ 是磁动势表达式。磁通量 Φ 由磁动势 F 产生。这类似于电路中电流由电压产生。磁动势与磁通量的关系为

$$F = \Phi R$$

式中　R——磁路阻抗。

磁通密度 B 和磁场强度 H 的曲线如图 3-5 所示。

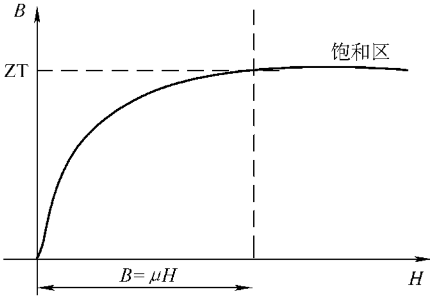


图 3-5　饱和曲线

从饱和曲线中可以看出，磁场强度在 ZT 点之前大体与磁场强度线性相关。过了这一点，磁场强度的增加只会导致磁通量强度的小幅度增加，此后电磁场的任何增加也不会导致磁通密度的任何增加，因为材料已经饱和。

图 3-6 和图 3-7 所示是非磁性材料和磁化材料的磁力线分布。

图 3-8 描述了磁性材料的磁滞特性。当交流电流施加于芯棒的线圈时，随着电流的增加，磁通密度从 a 增加到 b，如图 3-8 所示。当电流减小时，磁通强度会沿着 b-c-d 的路径相应减小。事实上，当磁动势施加于线圈然后再撤去，磁通密度不会沿着其初始增加的路径减小，因为一些磁性材料即使在移去磁动势后依然存在磁场，这个电磁场通常称为剩磁。为了使磁通密度为零，则与剩磁相反向的磁动势需施加于线棒；这个磁动势常称为矫顽磁力 H_c，作用是将磁通从 c

点降到 a 点。

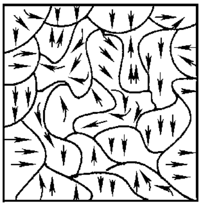


图 3-6　非磁性材料，净磁场为零

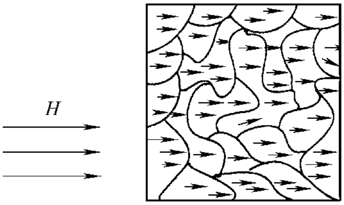


图 3-7　磁化材料

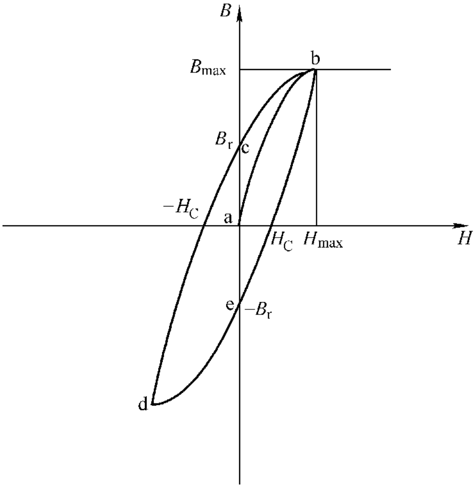


图 3-8　磁滞特性

磁滞特性是磁性材料中电力损耗的一个原因。除了磁滞损耗，涡流是另一个主要的能量损耗，如图 3-9 所示。在材料内产生的涡流导致磁性材料内部发热。涡流所产生的热量与电流流过的路径有关。为了降低根除涡流引起的损耗，铁心采用重叠的磁性材料构建，这种结构称为叠片。采用叠片结构在不影响效率的情况下降低了铁心中的热量。

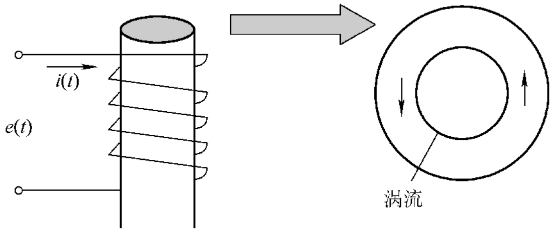


图 3-9　涡流

3.3　直流电机

直流电动机是运行和控制最简单的一种电动机。因此直流电动机的电力电子驱动相对交流电动机的驱动也比较简单。然而，直流电动机价格相对较高；同时维护量大。直流电动机包括两个主要部件：定子和转子。定子固定在直流电动机机壳上，它包括励磁绕组并产生电磁场。转子是直流电动机的旋转部分，它包括产生反电动势的绕组。

3.3.1　他励直流电动机

在他励直流电机中，电枢和励磁绕组分别连接于不同的电压源，如图 3-10 所示。这种结构的电动机方程如下：

$$\begin{aligned} v_a &= R_a i_a + L_a \frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} + e_a \\ v_F &= R_F i_F + L_F \frac{\mathrm{d}i_F}{\mathrm{d}t} \\ e_a &= K i_F \omega \\ T &= K i_F i_a \end{aligned} \tag{3-7}$$

图 3-11 显示了他励直流电动机的电枢电流—转速特性。在这种电动机中，如果我们增加电枢阻抗，则转速下降。另外，随着励磁电流减小，电机转速增加。在起动($\omega=0$)时，起动电流很高，为了避免高的起动电流，可以使用一个起动器降低输入电压或者提高电枢电阻。

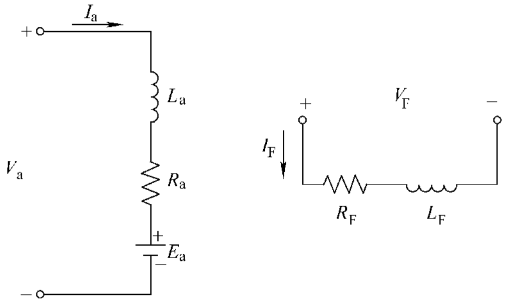


图 3-10　他励直流电动机的等效电路图

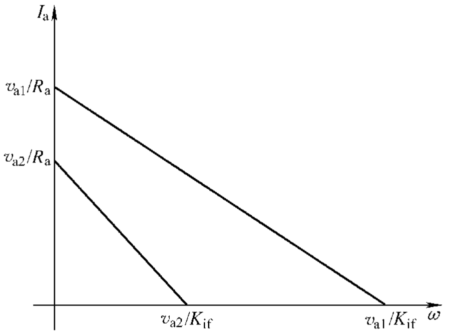


图 3-11　他励电动机的电枢电流—转速特性

3.3.2　并励直流电动机

在并励直流电动机中，电枢和励磁绕组接入同一个电压源，如图 3-12 所示，

并励电动机方程如下：

$$\begin{aligned}
v_a &= R_a i_a + L_a \frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} + e_a \\
v_F &= v_a = R_F i_F + L_F \frac{\mathrm{d}i_F}{\mathrm{d}t} \\
e_a &= K i_F \omega \\
T &= K i_F i_a
\end{aligned} \tag{3-8}$$

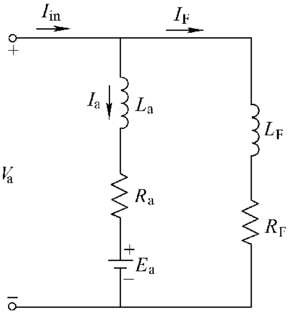


图 3-12　并励直流电动机的等效电路图

如果电枢或者励磁绕组中电流方向发生改变，则电机的转向也会反向。为了避免励磁磁场的去磁化，一般倾向于改变电枢中电流的方向。电机转速可以通过控制励磁电流和磁场电压来实现。在并励直流电动机中，起动电流随着起动阻抗的增大而减小。同时起动电流随着起动电压的增大而增大。

3.3.3　串励直流电动机

在串励直流电动机中，励磁绕组和电枢绕组串联，如图 3-13 所示。负载电流同时流过两个绕组。为了使励磁绕组的电压降为最小值，绕组包含了几组粗铜线绕制的绕组。

如果串励直流电动机空载运行，则励磁和电枢电流很小，励磁磁场很弱。励磁磁场很小，为了感应足够大的反电动势，电枢就必需达到很大的转速。因此，在空载时，串励直流电动机容易产生“飞车”现象。既然电磁场依赖于负载电流，速度也就随负载而变化。在牵涉到重载起动时，串励直流电动机由于可以产生较大转矩，而比并励直流电动机更为常用。电动机方程如下：

$$\begin{aligned}
v_{in} &= e_a + (R_a + R_F) i_a + (L_a + L_F) \frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} \\
e_a &= K i_a \omega \\
T &= K i_a^2
\end{aligned} \tag{3-9}$$

从图 3-14 所示串励直流电动机的转矩—转速特性，可以得出如下结论：串励直流电动机拥有高起动转矩和低运行转矩，正的或负的电枢电流可以得到单向转矩，电流的流向不影响转矩的方向；因此串励直流电动机既可以工作在交流电压也可工作在直流电压。这种串励直流电动机称为直交流两用电动机。

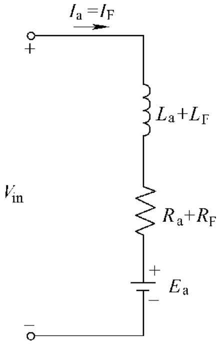


图 3-13　串励直流电动机的等效电路

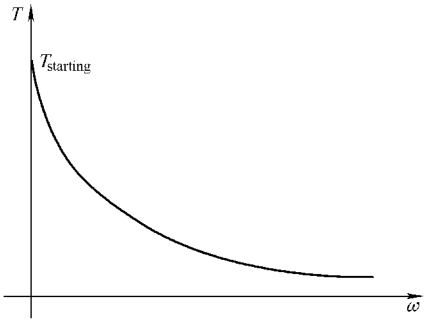


图 3-14　串励直流电动机的转矩—转速特性

3.3.4　复励直流电动机

复励直流电动机拥有一个串励和一个并励绕组。这种连接方式的绕组会相互影响。复励直流电动机用在并励直流电动机的起动转矩很小的情况下，例如卷扬机。同时也应用于避免串励电机转速波动的情况。在开关闭合的瞬间，串励绕组产生一个大起动转矩。当负载增加，并励绕组拥有稳定转速的功能，可避免串励电动机中发生的转速降。电动机方程如下：

$$\begin{aligned} v_a &= e_a + (R_a + R_{F1})i_a + (L_a + L_{F1})\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} \\ v_F &= R_{F2}i_F + L_{F2}\frac{\mathrm{d}i_F}{\mathrm{d}t} \\ e_a &= (K_1 i_a + K_2 i_F)\omega \\ T &= (K_1 i_a + K_2 i_F)i_a \end{aligned} \tag{3-10}$$

3.4　异步电动机

三相异步电动机拥有一个定子和 p 个极对数，三相电源在气隙内产生旋转磁场。定子旋转磁场在转子绕组中感应出电压，反过来又在转子中产生电流。电流产生一个使转子旋转的力。转子加速则转子电流减小。这种减小的过程会持续到电动机产生的转矩与外部机械转矩平衡为止。转子转速 N 小于旋转磁场 N_s，其差值的比值等于转差率 s。

$$s = \frac{N_s - N}{N_s} \tag{3-11}$$

异步电动机很简单，只不过是一个拥有旋转二次绕组的变压器。一次绕组在二次绕组感应出电压；不像变压器，异步电动机转子的频率不等于一次侧的频率

$$f_r = s f_s \tag{3-12}$$

式中　f_r 和 f_s——转子电流频率和市电电源频率。

异步电动机在工业界中有广泛的应用。超过 50% 的电能消耗在电动机中；这些电力消耗的 90% 消耗在异步电动机，80% 消耗在三相异步电动机。由于异步电动机有低成本、高可靠性、高效率和高功率密度的优点，因此广泛应用于工业驱动装置中。

转子可分两种类型：笼型或者绕线转子。笼型转子的槽安装高电导棒，并用一个大的环将所有这些棒短路。在绕线转子中，我们可以在转子侧电路增加电阻，如图 3-15 所示。这是绕线转子的优势，因为通过增加电阻可以控制电动机的转矩—转速特性。转子轴上安装有连接着集电环的三个转子线圈。

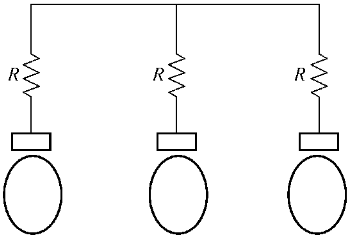


图 3-15　绕线转子电动机的集电环和外部电阻

图 3-16 描绘了异步电动机的等效电路。在高转速时，机械转速稍低于同步转速，可以看出转差率很小；因此在异步电动机的等效电路中，$R_2'/2$ 相对于电抗很大。相反，在低速时机械转速接近于零，例如堵转测试中。$R_2'/2$ 很小而电抗很大。

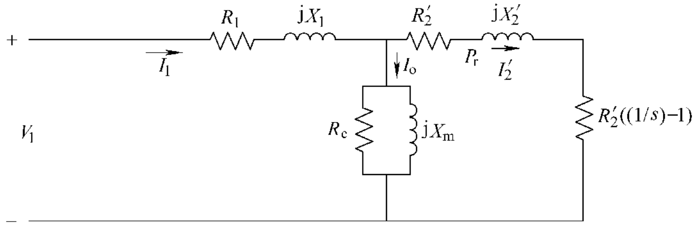


图 3-16　异步电动机的等效电路

3.4.1　转矩—转速特性

在起动时，电动机转速为零，因此转差率为 1。当转速达到同步转速时，转差率为零，电机的转矩—转差率或者转矩—转速关系可以表达如下：

$$T = \frac{3V_1^2}{\omega_s} \frac{R_2'/2}{(R_1 + R_2'/s)^2 + (X_1 + X_2')^2} \tag{3-13}$$

最大转矩可从式（3-13）计算得到：

$$T = \frac{3V_1^2}{\omega_s} \frac{1}{R_1 + \sqrt{(R_1^2 + (X_1 + X_2)^2}} \tag{3-14}$$

从最大转矩表达式可以看出：不管转子侧的负载值多大，最大转矩不会改变。另外，在同步转速即转子速度等于同步转速时，产生的转矩为零。我们可以通过改变终端电压、转子阻抗或者极对数以改变产生的转矩。图 3-17 和图 3-18 分别描述了在电源频率和电压改变下的转矩—转速特性。

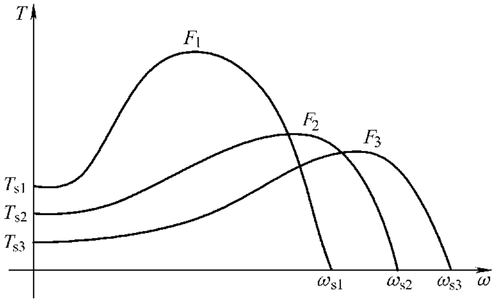


图 3-17　不同频率下的转矩—转速特性

如果我们增加电压，则电动机可能会饱和；相反，如果我们降低电压，则电动机将不会工作在最佳状况。而且，如果降低频率，电机同样可能饱和。通过增大频率，我们同样不能最优地使用电机。为了克服饱和问题并且使异步电动机工作在最佳状况，可以维持电压/频率（V/f）比为恒定。最大转矩则不会发生改变（见图 3-19）。

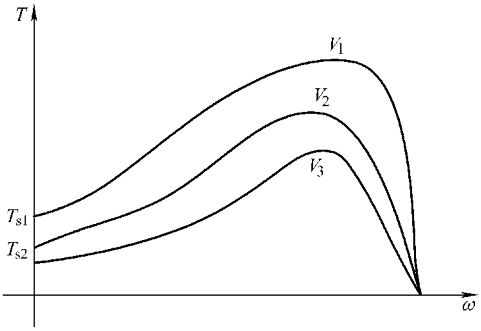


图 3-18　不同电压下的转矩—转速特性

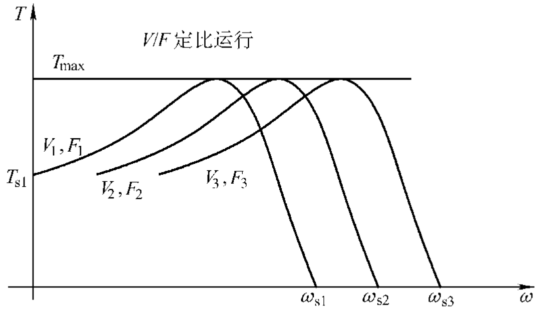


图 3-19　V/f 比恒定下的转矩—转速特性

使用 Steinmetz 电路，三相电动机在附加外接电容时，也可以工作在单相市电电源中。在 Steinmetz 电路中，转矩下降到 1/3，功率下降到 80%。如果要求和三相运行下同样的起动转矩，必需额外安装一个起动电容。起动电容和正常运行电容并联。在达到额定转速之后，起动电容通过转速检测电路脱离出整个运行电路。Steinmetz 电路适合于功率 2kW 以下的电动机，这是因为更高功率等级将要求更大的电容。

3.5　同步电机

同步电机主要工作在发电状态。事实上，大部分发电机都是同步电机，这主要是由于其输出交流电压的质量优越。因此也就不需要任何电力变换元件以获得要求质量的交流电压。输出电压的频率和幅值控制比其他发电机都要简单。输出电压频率与转速成正比。因此转速可以控制为恒定。转子绕组与直流电压源相连接。

同步电机在高功率等级场合时也可能工作于电动模式。拥有永磁体的同步电动机正逐步出现在低功率场合中。永磁同步电机（PMSM）及其驱动，在移动电力系统中有广泛应用。这些高级电机驱动将在以后章节中介绍。

在同步电动机中，起动过程中转子会发生颤动，由于这些颤动导致没有起动转矩。为了产生起动转矩，有两种方法可以使用。第一种方法，给同步电动机的转子增加更多的绕组，仿照异步电动机的笼型，以异步电动机的起动方式起动。这在起动时会产生额外的转矩，这种绕组通常称为阻尼器。在另外一种方法中，电源采用变频控制，使频率从零逐渐增加。同步电动机的转矩方程如下：

$$T = \frac{P}{\omega_s} = \frac{3}{\omega_s}\frac{V_t E_f}{X_s}\sin\delta \qquad (3\text{-}15)$$

式中　δ、ω_s、V_t、E_f 和 X_s——功率角、同步转速、两端电压、反电动势和同步阻抗。

图 3-20 描绘了同步电动机中功率角和转矩之间的关系。从转矩—功率角曲线中可以看出，最大转矩出现在 $\delta = 90°$。如果超过最大转矩，则电动机转速逐渐停止。

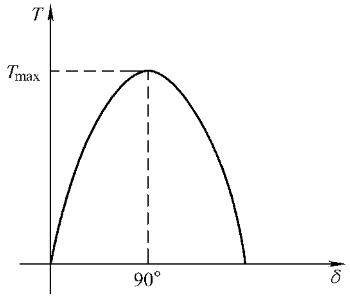


图 3-20　同步电机中转矩—功率角之间的关系

转矩—转速特性：

图 3-21 描绘了同步电动机的转矩—转速之间的关系。我们可以得出结论：同步电动机转速只能是 N_s；除了在 N_s 外，其余转速均不能提供转矩。这种电动机可以应用于需要恒速驱动的场合，同时市电电源的频率必须恒定。永磁可调转速驱动在以后章节介绍。

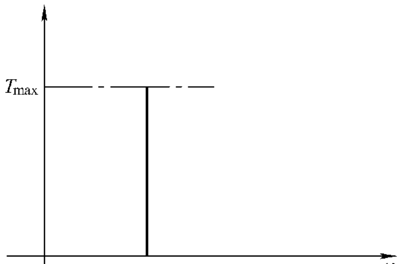


图 3-21　同步电机的转矩—转速特性

参考文献

[1]　A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr. , and S. D. Umans, Electric Machinery. 6th Edition, McGraw-Hill, 2002.

[2]　R. Krishman, Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control, Prentice-Hall, 2001.

[3]　M. A. El-Sharkawi, Fundamentals of Electric Drives, PWS Pub. Co. , 2000.

[4]　P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, 2nd Edition, John Wiley & Sons, 2002.

[5]　N. Mohan, Electric Drives: An Integrative Approach, MNPERE, Minneapolis, 2001.

[6]　N. Mohan, Advanced Electric Drives, MNPERE, Minneapolis, 2001.

[7]　B. K. Bose, Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall PTR, 2002.

[8]　B. K. Bose, Problems Manual for Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, 2001.

[9]　T. Wildi, Electrical Machines, Drives, and Power Systems, 4th Edition, Prentice-Hall, 2000.

[10]　B. S. Guru and H. R. Hiziroglu, Electric Machinery and Transformers, 3rd Edition, Oxford University Press, 2001.

[11]　A. M. Trzynadlowski, The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors, Kluwer Academic Publishers, Norwell, MA, 1994.

[12]　P. Vas, Vector Control of AC Machines, Oxford Science Publications, New York, 1990.

第4章　汽车电气系统

内燃机汽车刚出现时，汽车电气系统只用于点燃汽缸中的混合气体。在汽车100多年的发展历史中，电气系统一直是设计和决定整车性能的重要环节。1912年以前，如何有效点燃汽缸中的混合气体是设计者面对的主要挑战之一。人们先后尝试了明火点火、热线点火和热管点火，但由于点火时间无法准确控制，效果均不理想，同时这些方法实现起来也很困难。在汽缸里产生电火花是很容易想到的点火方法[1]，最初人们使用低压系统进行电气点火，其电源为干电池。电池的一端经电感和绝缘套管进入气缸形成一个固定电极，电池的另一端连至气缸内的一个可动电极，该电极经外部凸轮驱动，和固定电极瞬时接通或断开。当内部两个电极接通时，电感中建立电流，当电极断开时，电极之间产生放电火花，从而点燃气缸中的混合气体。该点火系统在单缸和多缸发动机中都曾使用过。由于低压点火很难准确控制点火时间，因此接下来开始在汽缸中使用火花塞，通过高压保证在燃烧室压力很高的情况下也能电离火花隙的混合气体，从而保证可靠点火。这类系统早期使用一种称为磁电机的交流发电机作电源。根据铁心上除6V主绕组外是否安装高压绕组，磁电机可分为高压和低压两种。在手摇起动时，主绕组由干电池供电。随后出现了基于火花线圈的点火系统，该系统通过安装在发动机舱内的火花线圈给分电器中心电极提供几乎连续的高压。该点火系统的核心是一个木壳变压器，一个绕组用于驱动类似继电器的开关，当线圈磁场建立后，吸动开关断开变压器一次绕组，一次绕组电流的突然中断，在二次绕组中感应出20kV甚至更高的电压，然后通过分电器送至适当的汽缸中。由于高压的产生实际上是连续的，所以这一机电系统听觉噪声和电噪声都很大。

1908年，凯特琳发明了单火花、断电器点火系统，这是汽车电气系统发展中的一个重要进步。该系统解决了磁电机和振动的火花线圈的主要缺陷。同一时期，还出现了一些其他的基于断电器的点火系统，它们都是通过机械触点中断线圈电流来产生高压，其主绕组电压都是6V。主绕组中触点断开时会产生电弧，这很容易使触点烧蚀直至损坏。为解决这一问题，在触点两端并联了吸收电容器。1932年，福特推出了压缩比更高的V8发动机，要求将主绕组电流提高到10A以上。如果仍采用断电器点火，由于触点通断电流很大，所以最多6000英里就需要对触点进行维护或更换，这显然不太现实。

汽车电池最早采用干电池，当电量耗尽时需要更换。1859年，Gaston Plante

发明了最早的液体铅酸电池，他将铅箔和多孔绝缘材料叠放后卷绕，卷绕后放入铅酸电解液，这样就形成了最初的高容量储能单元。1881 年，在卷绕结构基础上，发展出了目前普遍采用的平板结构电池。如仅为点火系统供电，一般需要 60Ah 的蓄电池即可。

当早期的油灯和乙炔灯被白炽灯取代后，为保证足够的使用时间，电池容量需求被提高到了 120Ah 。早期的电池能量较小，单元电压为 2. 25V ，这样三个单元可串联成一个电池模块。当时，汽车电气系统主要包括点火系统和照明系统，车上并没有发电机，因此汽车必须进行定期充电，如果使用干电池则要定期更换。1912 年，凯迪拉克汽车公司推出了电起动器，这极大地方便了汽车的使用，也使汽车更加被使用者所接受，在此之前，汽车都是手动起动的。早期的起动电动机实际是起动—发电一体机，其中每一个电枢有两套绕组，每套绕组有独立的电刷和换向器。电起动器对汽车工业影响巨大，在接下来的两年内（1913 年和 1914 年），90% 的汽车都采用了这种起动器。1913 年，德国 Bosch 公司生产出了齿轮起动器，其中的行星齿轮和高速时的脱开机构成了未来起动器的共同特征。

凯特琳发明电起动器时意识到，体积小、重量轻对起动电机至关重要。现在的起动电机和早期比起来要小得多，设计的主要要求包括体积小、重量轻、噪声低、3 ~4 万次的使用寿命，以及在 -28°F 低温，且电池充电状态为 80% 的情况下，仍能为发动机提供足够起动转矩的能力。为降低废气排放和噪声，未来的起动电机要求有更高的起动转速，而为了实现停车熄火的功能，则要求使用寿命高达 40 万次。值得一提的时，目前用于 1. 4 ~1. 8L 排量汽车的 1. 1kW 起动电动机只有 2. 4kg 。

目前，带齿轮的起动电动机面临的问题和早期一样，就是 200 ~300r/min 的转速，不能保证活塞在上止点时可靠起动发动机，这一点在很早已经被意识到了。直驱式起动电动机虽然体积大、重量重，但 450r/min 的转速能够保证可靠起动[2]。20 世纪 20 年代，早期的直流起动发电一体机仍在生产，但随着时间的推移，起动电动机开始和发电功能独立开来。起动时一般要求减速比大于 20∶1，而发电时为保证不超速，一般要求减速比小于 3∶1，这二者之间的偏差是一体机面临的主要矛盾。早期直流发电机额定电压为 6V，额定电流为 15 ~20A 。汽车配备发电机后，电池容量需求降到了 30Ah ，发电机可以保证电池的充电状态并为点火和照明系统供电。

早期直流电气系统的调节，是由装在直流发电机上的电流传感螺线管实现的，后来改由三个继电器实现。电流继电器在发电机输出端串联一个螺线管，根据电流大小，通过触点将电阻串入励磁回路，实现弱磁控制。这一时期的一个重要发明是通过第三套电刷为发电机励磁绕组供电。为提高调节性能，随后

的系统中又增加了一个电压继电器和一个电流继电器。另外，通过一个和发电机串联的继电器，可以在发动机未起动时阻止蓄电池对发电机放电。温度补偿此时也已经用于提高电池的充电性能，该系统主要由双金属片和触点构成，当温度下降时，通过在发电机励磁回路中增加电阻来调节充电电压。20 世纪 20 年代汽车电气系统的主要发展是硬塑料壳蓄电池取代木壳蓄电池。1928 年 Mode A 点火系统出现之前，凯迪拉克公司一直使用凯特琳断电器点火系统，而福特公司一直使用磁电机和火花线圈点火系统。1912～1930 年之间，汽车电气系统发明最多，并且真正建立了汽车电气系统的基本概念。

4.1　传统 14V 电气系统架构

1930～1960 年间，汽车电气系统几乎没什么发展。虽然点火系统因发动机高压缩比的要求而有所发展，各种元器件的寿命有所延长，但并没有出现真正概念性的进步。1950 年，曾经出现过的可靠点火问题再度成为汽车电气系统的重要挑战。由于新发动机压缩比高，6V 的点火系统无论性能还是寿命都无法适应。1952 年，北美汽车制造商总工程师会议期间，人们意识到，除非对点火系统进行改进，否则街道上将到处都是因触点烧蚀而无法行驶的汽车。这使得汽车电气系统开始由配 6V 电池的 7V 系统向配 12V 电池的 14V 系统转变。第一个 12V 系统由通用汽车公司推出，随后是福特和克莱斯勒。欧洲汽车制造商除 VW 之外，都很快改成了 12V 系统。改为 12V ，对照明系统而言实现上存在困难，其他电气部分困难不大。例如起动电机的驱动能力原本就有余量，改为 12V 后余量更大。电池由原来的三单元变成了六单元，形状比以前细长。发电机绕组匝数增加了一倍，采用小标号导线绕制。除此之外，发电机、调节器和整个电气系统未受太大影响。点火系统因此能够提供更高的点火能量，从而提高了系统的可靠性。

1960～1980 年间，汽车电气系统最大的变化是直流发电机被 Lundell 交流发电机取代。这种变化背后的动力是对电能持续增长的需求。汽车电气系统中的电能需求在 1912 年约为 100W，到 1960 年已经增长到了 500W ，并且用电设备越来越多，从 1920 年推出的汽车收音机开始，更多的照明灯、电动风挡雨刮器、用于空气循环的加热风机等不断被用在汽车上，到 1980 年，功率需求已经增加到 1500W 。半导体功率二极管的出现，使 Lundell 交流发电机的实际应用成为现实，1958 年，Delco—Remy 为具有更多电气负载的汽车推出了二极管整流器发电机。Lundell 交流发电机是 1933 年由克莱斯勒公司发明的，但由于缺乏有效的整流手段，当时并不实用。二极管整流模块的出现改变了这一状况，1961 年，克莱斯勒公司在大容量公交车上采用了 12V 交流发电机。通用公司和福特

公司分别在 1963 年和 1965 年跟上了这一变化。

二极管整流桥固有的反向阻断能力，在发动机停止时能阻止电池对发电机放电，因此用于实现这一功能的继电器被取消，用于控制励磁绕组的继电器仍被保留，不久，这一继电器也被电子调压器取代。20 世纪 60 年代中期，大部分汽车都已采用了电子调压器。20 世纪 60 年代末，无触点电子点火装置出现，断电器机械触点被晶体管取代。1963 年，Delco—Remy 推出了第一个磁脉冲分电器，到 1975 年，美国大部分汽车都配置了磁脉冲分电器晶体管点火系统。汽车电气系统接下来的发展是发动机的电子控制。1978 年，福特公司推出了基于微处理器的点火正时和尾气循环控制系统。发动机电子控制可以节省燃油并降低废气排放，其背后的直接推动力是 1974 ~ 1975 年的石油危机。随后，电子燃油喷射系统被推出。从 1980 年至今，发动机电子控制系统的功能不断扩展，从燃烧过程控制、空气燃油测量、废气控制、发电机控制，直到最近开始的传动控制。接下来，我们把注意力转到电气系统的结构、传动电气化对它的影响，以及即将到来的对多电汽车的需求。

传统汽车电气系统从结构上说主要包括储能、发电、起动和配电。我们已经从历史的角度讨论了储能、发电和起动部分，而配电部分的主要功能是将电能分配给各种负载，包括点火、内部和外部照明、驱动风扇、泵和压缩机的电动机以及仪表系统。为保证电源的电能有效地分配给各种负载，整车配电系统必须具有合适的结构。目前，大部分汽车采用 14V 电气系统。图 4-1 给出了汽车电气系统的传统结构。其中只包含一个电压等级，即 14V 直流，负载采用手动开关和继电器控制[3 ~ 10]。由于传统配电系统采用点对点连接，所以线束很庞大且接线复杂。

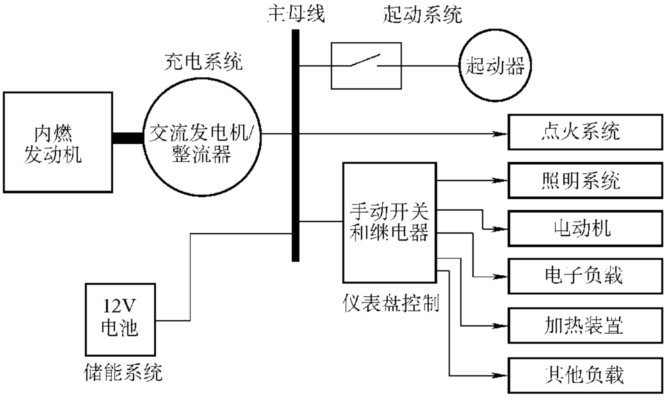


图 4-1　传统 14V 直流配电系统结构

目前汽车电气系统的功率需求大概是 1kW 左右，电池端电压受发电机输出电流、电池使用年限、电池充电状态以及其他一些因素的影响，在 9 ~ 16V 之间

波动。这有可能超过一些负载的电压范围，参考文献［5～8］还指出了其他一些不利的影响。

除了这些不足之外，14V 系统不能适应将来多电汽车对电源的要求，因为这样做成本高且效率低。

4.2 高级电气负载

在多电汽车（MEC）中，一个重要的趋势是扩展电气负载范围，尽可能将发动机机械驱动和液压驱动利用电驱动代替。MEC 的负载首先包含我们熟知的照明、泵、风扇以及各种功能的电动机。其次还包括一些不太被熟知的负载，如电动辅助转向、电控空调压缩机、机电阀门控制、电气车身稳定以及电热排气净化装置等。实际上，电气子系统可能要求较小的发动机功率，但要求更高的效率。另外，它们一般在需要时才使用。因此，多电汽车有最优的燃油效率和性能。另外还有一些其他的负载，如防抱死、阀门驱动、座椅高度调节，以及今后的电气后轮驱动。

图 4-2 给出了 MEC 电气系统的电气负载。如参考文献［7～10］所述，未来的电气负载大部分需要电力电子控制。在未来的汽车中，电力电子将主要完成三项任务：第一项任务是简单的开关控制，这在传统汽车中是由机械开关和继电器实现的；第二项任务是电机控制；第三项任务是电压变换，不仅包括升压和降压，也包括通过 DC/DC、DC/AC 和 AC/DC 变换器实现电能形式的变换。

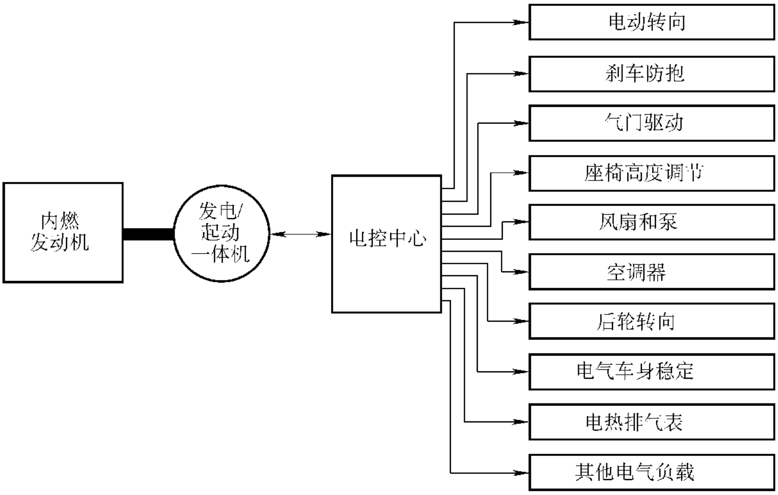


图 4-2 MEC 电气系统的电气负载

4.3　提升系统电压至 42V

由于电气负载的增加，汽车电气系统成为多电系统，因此 MEC 需要高可靠、高容错、自动化的电力系统，以将电能高质量地从电源传送至负载。配电电压等级和形式非常重要。高的电压等级（如 42V）会降低线束的大小，还能带来其他一些好处[6,7]。实际上，提高传统汽车中的 14V 电压是为了应对未来多电汽车中更大的负载要求。估计不久的将来，汽车电气系统的平均负载需求将达到 3kW 甚至更高。

图 4-3 给出了未来 MEC 的双电压电气系统的概念，该系统实际是未来发展为全 42V 系统的一个过渡系统。未来的 MEC 电力系统，很可能只有一个单电压总线（42V），该系统能为负载提供混合（交直流）、多电压等级的电能，同时包含智能配电及能量和负载管理。

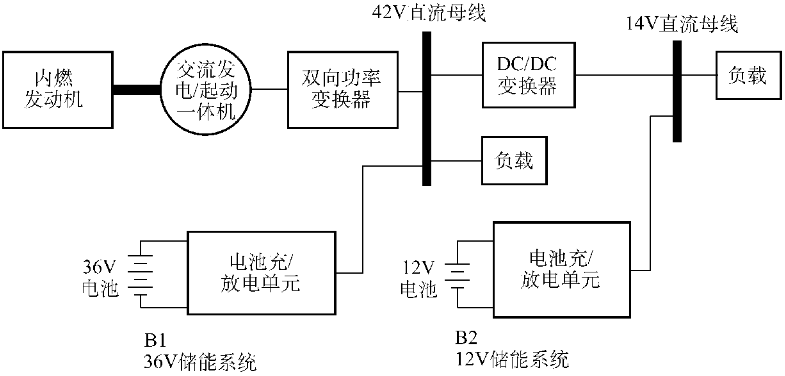


图 4-3　未来 MEC 的双电压电气系统概念图

在汽车中将电压升至 42V，将直接导致线束和线号的降低，如图 4-4 所示。

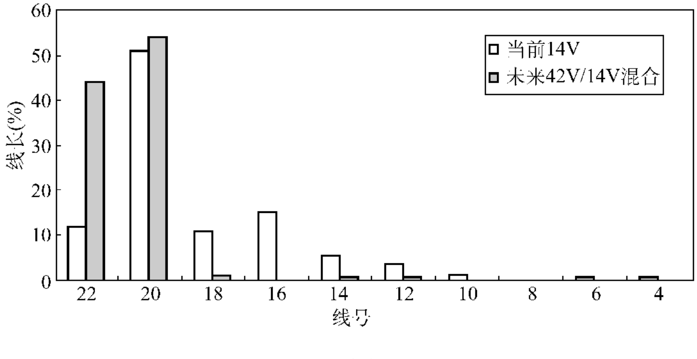


图 4-4　线束标号分布

对汽车电子器件也有类似的影响，如图 4-5 所示。电力电子技术的大量应用

也是导致汽车中半导体器件增加的重要原因。

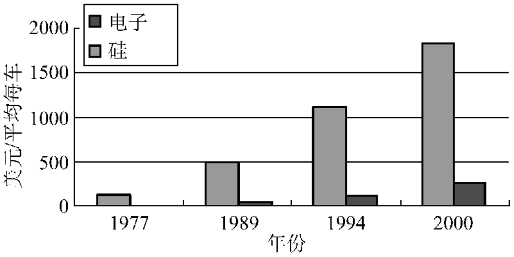


图 4-5　汽车电子和半导体器件平均价值

线束的电流承载能力随着线号的减小基本是线性降低的，如图 4-6 所示。

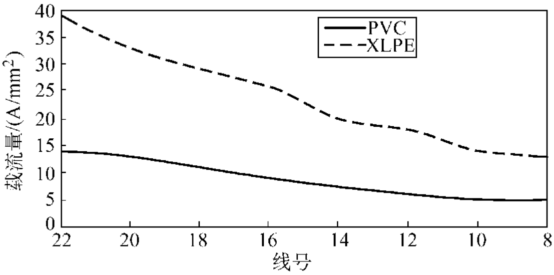


图 4-6　线束标称尺寸和载流能力的关系

（容许电流密度 A/mm^2：$\Delta T=50℃$（PVC），$\Delta T=50℃$（XLPE））

聚氯乙烯（PVC）是载客汽车线束最常用的绝缘材料。耐高温的交联聚乙烯，即 XLPE，因为该材料耐潮湿、绝缘蠕变整体性能好，常用于车门内部线束等潮湿场合，这有助于保持环境密封性。线号的选择可以根据线号和直径的几何级数关系进行计算，如下文所述。从图 4-4 可以看到，无论是 14V 还是 42V 系统，20AWG 都是最常用的线号。下面以 20AWG 的电气参数为基准，根据式（4-1）计算汽车配电系统（EDS）中其他线号的特性，其中 R_{20}（x，z，T）是已知线号导线的电阻，x 是线号，z 是导线长度，单位是英尺（ft），T_0 是温度，单位是摄氏度（℃）。计算时，所有线号的参考温度是 20℃。

$$R(x_0,z_0,T_0)=10.15\mathrm{m\Omega/ft} \tag{4-1}$$

$$R_{\mathrm{cable}}(y,z,T)=R_{20}(x,z_0,T_0)z(1+\gamma(T-T_0))\frac{1}{2^{(x-y)/3}} \quad （单位为\ \mathrm{m\Omega}） \tag{4-2}$$

例如，传统 14V 汽车电气系统中，如果电池安装在底部，则一般用 7ft（英尺）⊖ 2AWG 的铜导线，根据式（4-2）可以估算出，当底部温度为 70℃时，导线

⊖ 非法定单位，1ft = 0.3048m。

电阻大约 1.327mΩ。每一个连接器由于材料和形状的原因大概在 0.5mΩ 左右，开关触点和继电器触点电阻也与此相近。

为进一步说明线束和连接器电阻对电气系统性能的影响，假设前面讨论的导线包含了 8 个连接器，1 个在发动机搭铁处，2 个在电池接线端，2 个在起动电动机绕组接线端，2 个在起动电机电刷接线端，1 个在起动电机机壳搭铁端。在这一完整的电路中，电池内阻是温度、使用年限以及充电状态的函数。可以假设采用新的 70Ah 铅酸蓄电池，荷电状态为 80%，室温，则典型的内阻为 7mΩ。为计算能够流入起动电机的最大电流，假设电机绕组电阻在标准环境下和电池内阻相等，但具有和导线相同的温度系数（因为都是铜材料制成），假设电刷的压降为 1.1V，这是因为一般直流电机的单个电刷和换向器之间压降是 0.55V。因为电池基本是充满的，所以内电势为 6 ×2.1V =12.6V。这样可计算流入起动电机的最大电流（A）为

$$I_{\text{starter}}=\frac{(U_{\text{batt}}-2U_{\text{brush}})\times10^{3}}{R_{\text{cable}}(y,z,T)+N_{\text{c}}R_{\text{conn}}+R_{\text{int}}+R_{\text{arm}}}\tag{4-3}$$

基于前面假设的情况，并且 NC 是连接器个数，可以算出最大电流是 556A。目前汽车中，起动电机内部行星齿轮速度变比 Grg 一般是 3.6∶1，根据发动机不同，外部小齿轮和环形齿轮的速比 Grg 一般是 14∶1 或稍高。实际上，一个起动电机，只要改变飞轮齿圈齿数，可以用于不同的发动机。起动电机转矩常数 k_{t} 是 0.011N · m/A，则可算出传输至发动机曲轴的转矩（N · m）为

$$T_{\text{crank}}=N_{\text{gr}}N_{\text{rg}}k_{\text{t}}I_{\text{starter}}\tag{4-4}$$

基于前面的条件和相关假设，可以算出这种带齿轮的永磁起动电机可以给发动机曲轴传送 308N · m 的转矩。如果再次假设温度是 −30℃，这时导线、连接器和起动电机绕组的电阻都随着温度降低而减小，但电池内阻因离子运动减慢以及极化的影响将有所增加，注意到这些之后，可以重新计算流入电机的最大电流。因为导线和绕组都是铜制成的，所以可以假设它们的电阻随温度有相同的变化，连接器的电阻变化可以忽略，电池内阻（Ω）变化可由式（4-5）描述，其中（$\alpha=0.0003$，$\beta=2$）：

$$R_{\text{int}}(T)=R_{\text{int}}(T_0)\times(1+\alpha(T-T_0)^{\beta})\tag{4-5}$$

由此，在 −30℃时，根据（4-2）式可以算出电流减小到 504A，相应的转矩降至 280N · m。实际上，电刷的压降也会有所增加，这将进一步减小转矩。一般来说，起动电动机转矩即使在很低的温度下，也能足够可靠地发动引擎。由于温度低时发动机内摩擦力大，所以起动转速也较慢，一般在 100r/min 或者更低。

另一个和有刷直流起动电动机在低温环境工作有关的问题是，如果设计不当，假设采用新电池，低温下冲击电流比室温下要大，这可能导致陶瓷永磁体

的退磁。和起动发电一体机或其他高性能电机常采用稀土永磁材料不同，汽车上的起动电动机和其他直流电动机一般采用7或8号陶瓷永磁体，这种永磁体低温时矫顽力较低，因此低温时会被部分退磁。

4.4　高级配电系统

传统汽车的电气系统是点对点的结构，所有配线都是直接从母线通过继电器和仪表盘开关连至负载。因此，配电网络结构复杂，用线多成本高。高级汽车电气系统则采用多路复用的总线结构，并且把功率总线和信号总线分开，这对系统是一个根本性的提升。在这种多路复用网络中，负载是通过远程智能模块进行控制的，因此，线束中的导线数量以及长度都大大减小了。另外，该系统具有专门的能量管理系统（PMS），其主要功能是对各负载进行分时错相控制，以减小负载峰值大小，另外包括电池管理、负载管理、起动/发电机及调节器系统管理在内的许多功能，也都由PMS完成。图4-7给出了PMS的典型输入和输出量。

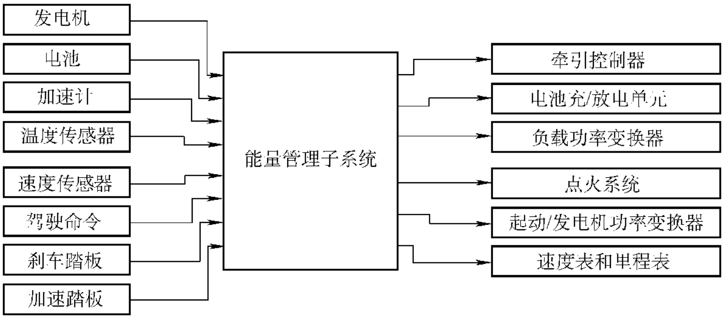


图4-7　能量管理系统

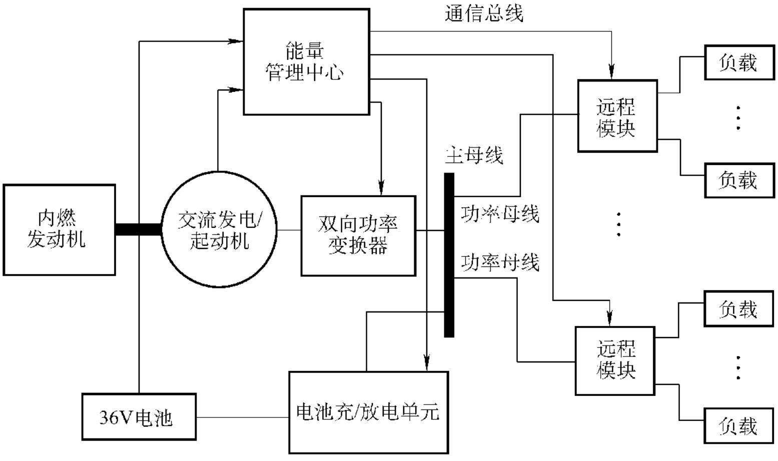


图4-8　具有功率和通信总线的未来高级多路复用汽车电气系统结构图

图 4-8 给出了未来具有功率和通信总线的高级多路复用汽车电气系统结构图。这种配电控制网络极大地简化了车辆物理结构的设计以及装配过程，并且智能 PMS 的使用还带来了很多其他优点。

4.5　起动器、交流发电机及起动发电一体机

汽车内电气负载不断增加，要求车上具有更强的发电能力，而发电机功率的增加，使得其转矩特性开始逐渐和起动机转矩特性接近。因此，将二者集成起来，用一台电机同时实现起动和发电两个目的从技术上讲是可行的，并且经济优势更加明显，同样也使系统更加紧凑。

目前汽车电气系统负载大概按照 4.5% 的年增长率增长，基于此，可以预测未来汽车电气系统的大致趋势，如图 4-9 所示，导致这种增长趋势的原因是大量大功率负载的使用，如电动助力转向、机电阀门控制、电动刹车、水泵以及风扇等。

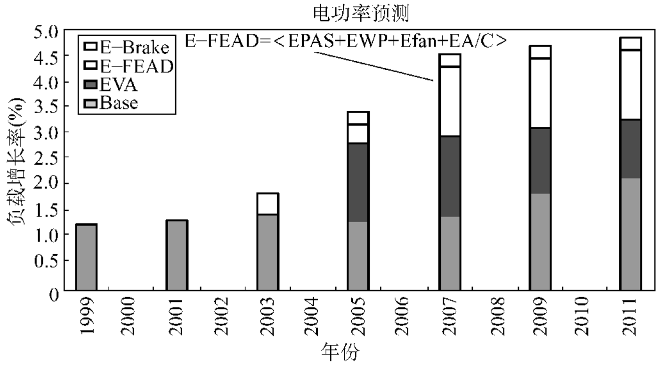


图 4-9　传动系功能电气化（FEAD—前端辅助驱动）

4.5.1　简介

汽车工业已经经历了多次根本性的变革，其中就包括正在经历的汽车电气系统的变革。20 世纪上半段，主要采用 6V 电气系统，当时的负载仅包括点火、起动以及很少的照明。图 4-9 表明，从那时开始，汽车电气负载就开始了持续的增长。

负载的持续增长必然要求更大容量的电气系统以及更高的车载发电能力[11~13]。功能性负载，如电动转向，原本由机械、气压或液压系统驱动，为提高转向性能和工作效率，当下正越来越多地被电气驱动所取代。在电气驱动情况

下，能量按需供给，因此可以降低和优化能量使用情况。舒适性负载也已开始增长，这也增加了车辆用电需求。一些高级的安全负载，如电气主动悬挂和车身稳定也是负载增加的来源。然而，安全性负载首要关心的并不是用电量，而是供电的可靠性。

另外，还有一些负载，如电磁气门驱动（EVT 或 EVA），其功率和发动机转速相关，因此还会给电气系统带来其他的压力；风挡除霜器为提高效率则需要更高的电压。汽车上的电气负载可由指数功率关系进行建模，其中基准功率和功率指数一般由实验测定。例如，内燃机的 EVA 具有恒转矩特性，这和传统气门驱动是一样的，怠速时基准功率 P_0 为：V8 －4V 是 275W，V6 －4V 是 125W，I8 －2V 是 80W，其中 xV 表示汽缸数，具体如下式所示，单位为 W。

$$P_{\mathrm{EVA}} = P_0 \frac{n}{500} \tag{4-6}$$

$$P_{\mathrm{load}} = P_0 \left(\frac{V}{V_0}\right)^{\alpha} \tag{4-7}$$

式（4-6）中，EVA 驱动功率以怠速功率进行了归一化处理。其他的负载，则根据系统电压建立指数模型，这不仅可以描述系统随温度不同而进行调节的功率特性，也能描述负载本身固有的功率特性。例如对于像风挡除霜、后视镜除霜以及座椅加热等电阻性负载，其功率指数是 2，白炽灯为 1.6，风扇电动机为 2.3 ~2.7 之间（理论上讲为 3，但实际会有所降低，这主要是有风穿过风叶造成的，另外，风扇类型是轴向还是径向也决定了系数有所不同）。

综上，这些负载对功率的要求驱使汽车电气系统容量等级不断上升。保持电压不变而提高容量等级，会增大线束以及绝缘水平要求，进而增加重量和成本。另外，系统损耗也将增加。增加电压是解决这一问题的一个手段。

几十年之前，由于功率需求的增加 6V 电压提高到了 12V，目前，随着功率需求的进一步增加，也需要将电压继续由 12V 增加到 42V。但目前增加电压的需求并不像 1955 年那样明显，也不像当时点火系统故障对提高电压的要求那样紧迫。否则，42V 系统也不会一再被推迟，而高速公路上也会有更多的 42V 系统的汽车。尽管如此，42V 系统汽车已经在市场上出现，并且在豪华巴士、运动汽车以及轻型货车上开始逐步推广。

电压和功率的提升，对汽车电气系统的核心部件——交流发电机挑战很大。传统的爪极同步发电机已经达到了它的容量极限，继续增加容量，将导致损耗增加，并且对散热也提出了很高的要求，进而导致电机效率降低。因此，需要新型交流发电机，以满足越来越高的功率需求[14]。

新型交流发电机要求有更高的转矩以提高发电功率，而这一转矩要求正逐步接近目前起动机的转矩[15]，使得利用一台称为起动发电一体机（ISA）的交

流电机同时完成起动和发电功能成为可能。不久的将来，42V 的 ISA 的发电功率将达到 4 ~6kW。如此高的发电功率也使得其他一些用以提高性能、提高燃烧效率、降低排放的设备可以用在汽车上。

4.5.2　起动器

汽车上的起动器用于发动引擎。最早的起动器大概在 1910 年开发完成，并成功取代了手动起动。此后，起动器经历了多次升级，包括啮合方式、齿轮减速、6V 变 12V、减小体积和重量，以及可靠性和性能的提高[14,16]。

最初，人们采用串励电机，这种电机起动转矩高、空载转速高，这些特性非常适合起动引擎[17]。

永磁起动电机用永磁体取代了励磁绕组，提高了电机的性能。取消转子绕组降低了损耗，永磁体磁密高，因此和串励电机相比，可以提高输出并减小体积。然而，永磁电机起动转矩小、空载转速低，这对发动机不利，并且永磁电机比串励电机成本高。

带辅助磁极的永磁起动电机保留了一般永磁电机的优点，同时也具有串励电机高起动转矩和高空载转速的优点[17]。其中的永磁体和铁心都有助于建立磁通，因此永磁体的用量比普通永磁起动电机少。

起动电机和其他电机的主要区别是有一个磁控开关，用来控制转子轴上的小齿轮和发动机曲轴上的飞轮齿圈的啮合，这种电机一般采用绕组励磁。当磁场建立且电动机转动时，磁控开关动作，在惯性离合机构的辅助下，小齿轮和环形齿轮啮合。起动结束后，磁控开关复位，电动机失磁，小齿轮被发动机带动而超速，进而导致小齿轮退出啮合状态，回到内缩位置。惯性离合机构末端装有弹簧，用于辅助小齿轮复位。啮合阶段，电机电枢加速使小齿轮在惯性力的作用下进入啮合状态，同时也压缩弹簧。

具有行星齿轮的高速小体积起动电机中，转速和转矩的传递是通过齿轮机构完成的。

汽车中，起动电机一般紧邻变速箱，因此希望其直径和轴向长度都尽可能小。为此，有些设计采用空心飞轮，将小齿轮和飞轮齿圈都放在飞轮内腔。

一般情况下，发动机由一个经齿轮耦合的起动电机起动。当起动电机带动发动机转速上升至 150 ~200r/min 时，燃油开始注入并点燃，之后起动器的作用消失，发动机依靠自身动力升速至怠速。这种起动方式用油多，并且其中大部分由于燃烧不充分而被浪费，进而造成起动过程中尾气排放严重，排出气体中主要是碳氢化合物。另外，由于齿轮的存在，导致起动提前时间长，噪声大。但是，这种起动方式可以提供高达 150N · m 的起动转矩。

另一种起动发动机的方式是由起动器将发动机带至约 600 ~800r/min 的怠

速，然后开始注入燃油并点燃。这种方式的优点是起动速度快且平稳，缺点是高速时燃烧稳定性差。另外，这种方式下，起动电机耗电多，并且在 1 ~ 1.5s 内消耗如此高的电能对蓄电池危害很大。

以上两种起动方式的比较如图 4-10 所示。

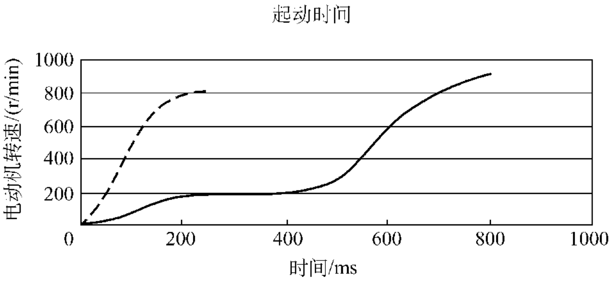


图 4-10　传统起动器和 ISA 起动发动机过程

第三种起动方式是采用两个起动电机，其中一个将发动机转速带至 400r/min，然后退出，另一个电机则将发动机转速进一步带至 600 ~ 800r/min，此时燃油开始注入并点燃，起动电机自动退出。其中第一个起动电机，由于要克服很大的惯性和活塞摩擦力，一般功率较大，而第二台电机仅仅是提高转速，功率要求不高。使用两台起动电机可以使发动机可靠高效地冷起动。然而，热起动时第一台电机并无必要，第二台电机可以独立起动发动机。这种起动方式由于使用两台电机，所以主要的问题是体积和成本。

还有一种和上面类似的起动方式，起动过程中由发电机来完成第二台起动电机的功能。由于发电机一般通过传动带和曲轴耦合，所以起动时能够提供的转矩较小，此时发电机主要起辅助增加起动转矩的功能。如果采用链条或齿轮耦合，由于没有带式输送带导致的转差问题，所以可以提供大些的转矩。这种起动方式，不需要第二台起动电机，并且在用传动带耦合时噪声很小。

4.5.3　交流发电机

过去的 25 ~ 35 年间，汽车电气负载增长很快。这主要是安全和信息类负载的大量使用造成的，另外，为提高性能，很多原来由机械驱动的负载也改为电气驱动，这也增大了汽车的电气负载。

在这些负载中，车载娱乐负载耗电很少，照明和带加热后灯是主要负载，消耗约 57% 的电量，安全性负载的耗电量大概在 10% ~ 11%。还有些负载耗电量和速度相关，如电磁节气门控制在怠速时仅耗电 275W，在巡航速度时却高达约 2kW，如果节气门全开，则能增加到 3kW。

电气负载受季节影响也较大，冬季耗电量会增加。干燥的白天和潮湿的晚上相比，耗电量差别也会高达 75%。在耗电最大的冬季，负载耗电功率一般不会超过发电机发电能力的 65%。

汽车中发电机一般是按照怠速时输出功率和负载功率相等来设计的，这一般会使电机定额偏大。另外，为节约燃油，希望怠速尽可能低，这会导致发电机更大。

发电机的损耗是必须考虑的，它直接影响电机效率进而影响燃油效率。发电机损耗和转速相关，如铁耗和风摩耗随转速增加而增加，而铜耗相对而言比较恒定。另外，损耗上升的特性也很重要，例如风摩耗会随转速逐渐增加，当增加到某一转速时，会急剧快速增加。铜耗不随速度增加，但在运行过程中会随温度升高而增加。

旋转损耗在低速时比铜耗小，高速时比铜耗大，因此高速时产生同样的电量要消耗更多的燃油。

在设计汽车发电机时，应该考虑这些因素，并且应始终贯彻提高效率的理念，即重视发展高效电机，改进各部件的设计方法，明确各自的适用范围和高效使用技术，实现降低损耗的目的。

交流发电机铁耗取决于叠片的磁特性、电频率以及磁通密度大小。为降低铁耗，如果降低磁通密度，则要增大电机体积，如果减小叠片厚度以减小涡流损耗，则会造成叠片易碎，加工困难，如果采用低损耗材料（如 Transil 315/335），则成本将升高。

传统伦德尔发电机是一种爪极式同步发电机，可产生 14V 输出电压，主要由安装在电机机架两端轴承上的转子、定子、6 个二极管和一个调节器构成。伦德尔发电机输出的交流电整流为直流且由调节器调节为 12V[13,14]。转子由安装在电机轴上的磁极和绕组（300 匝）构成。转子绕组通过集电环和电刷和外电路相连。转子线圈通电后，磁场建立，从而给一对六齿爪极励磁。

发电机定子有三个绕组，可三角形连接或星形连接，其输出三相交流电经 6 个二极管构成的三相整流桥后变为直流，如图 4-11 所示。整流二极管一般采用扁平封装形式，安装在散热器上。

调节器在发电机转速达到切入转速（大约 1000r/min）后，用于调节其输出电压。和直流发电机一样，交流发电机输出电压随

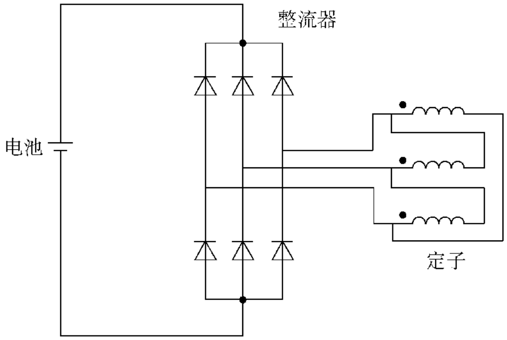


图 4-11　伦德尔发电机电路图

转速线性上升。伦德尔发电机在怠速时输出额定电压，当转速升高时，如不进行电压调节，电压升高至 $N_{\mathrm{alt}}/N_{\mathrm{ci}} \times 14\mathrm{V}$，将产生过电压现象，其中 N_{ci} 为发电机切入转速，即1000r/min，也就是说，调节器的功能是把输出电压限制在预定的参考电压值上。调节的方法是根据输出电压大小，以通断方式控制励磁电压[14]。

交流发电机经过几十年的发展和改进，性能不断提高，在汽车中承担了给蓄电池充电和给其他辅助设备供电的功能。作为汽车电气系统的核心部件，发电机的性能和可靠性要求很高。

伦德尔发电机的爪极结构决定了其风阻损耗较大，转子的高励磁磁动势使转子损耗较大，因此降低了电机整体效率。由于定子绕组数量多，损耗大，因此磁路效率也不高。由于爪极渗透率高，电机输出功率密度小，极面损耗大。另外，爪极结构使得其对气隙磁通变化非常敏感，因此噪声较大[13,18]。

由于发电机转子惯性较大，所以耦合传动带转差也较大。伦德尔发电机虽然是一种非常简单的电机，但设计时对长径比仍有限制。如果电机能始终在一个设定的转速范围内运行，则很多损耗可以避免。这可以通过优化占空比，利用定步长或连续转速调节系统实现。发动机转速低时，将发电机增速，发动机转速高时，将发电机减速，从而使发电机始终在一个预设的转速范围内运行。这样，在电机运行时可以减小大约150W损耗。

汽车上各种器件的尺寸和重量非常重要。对于一个给定输出功率的发电机而言，可以根据车内安装空间选择不同的长径比。这是因为电机的功率和长度及直径的二次方成正比。

一般而言，发电机的长度是有限制的。传统发电机中，绕组端部超出定子长度，虽然这对发电机输出功率没有任何作用，但还是增加了电机的长度。这在对电机长度要求严格的场合是必须考虑的，如有时电机需要装在离合器腔内。在这种情况下，可以考虑没有绕组端部的三角形绕组电机，这种结构和传统电机相比，能减少绕组电阻和绕组压降大约25%。在各种三角形绕组中，等腰三角形可以最大程度地减小电机尺寸。

然而，由于定子槽短，在设计多绕组时，绕组间的连线比原来绕组端部对绕线长度的影响更大，另外，这种绕组也不能产生平面磁场，这些在设计时必需慎重考虑。可以考虑设计三角形或矩形磁极，但三角形时产生磁通的极性是相同的，并且比传统电机的磁通减小一倍。但由于存在补偿因子，所以产生的反电动势幅值不会减小。另外，具有三角形绕组和矩形磁极的电机，其绕组中的反电动势有效值还会更高。

汽车发电机也可以采用电励磁凸极电机，其磁场由励磁绕组建立，最高转速可达到5000r/min。超出该转速后，由于磁极下齿槽力增大，可能导致机械故障。与传统伦德尔发电机相比，效率可提高17%。

还可以采用混合励磁凸极电机，其中磁场由励磁绕组和永磁体共同建立。这种电机设计中，转子上绕组磁极和永磁体磁极必须合理设计，以保证转子质量的合理分布。由于同样受到磁极下齿槽力的限制，其最大转速一般不超过5000r/min。与传统伦德尔发电机相比，效率可提高33%，但由于采用了永磁体，成本偏高。

4.5.4　起动发电一体机

4.5.4.1　起动发电一体机的要求

未来开发的起动发电一体机（ISA）应该是免维护的，应该内置半智能系统，以满足未来应用的要求。ISA必须是能够四象限运行的有源装置，应具有多种功能模式，究竟工作在哪种模式下则由发动机状态决定。ISA在发电状态下，应能在较大的转速范围内（1∶10）恒定输出至少4kW功率，如图4-12所示。开发ISA时，控制装置的开发至关重要。ISA在发动机起动时应能提供足够的起动转矩。尽管没有对最小起动转矩的严格要求，但一般认为不能小于150N·m[15]。

目前起动机的转速一般在100～150r/min。而ISA需要具有400～700r/min的起动转速，以满足未来发动机快速起动的要求，以降低系统油耗并减少尾气排放。采用这种起动方式，有一些因素会延迟发动机起动时间，如控制电路中微处理器的延时、电机和电力电子器件的电气时间常数等。如果是异步电机，磁场建立的时间也会影响这一延时。另外，如果起动转速超过500r/min，则起动时间会更加延长，这是因为高速时燃烧不稳定，气缸内阻力的影响也将变得明显[16]。另外，由于电机某些参数不优化，如转差率，会导致输出直流电压有较大的波动。

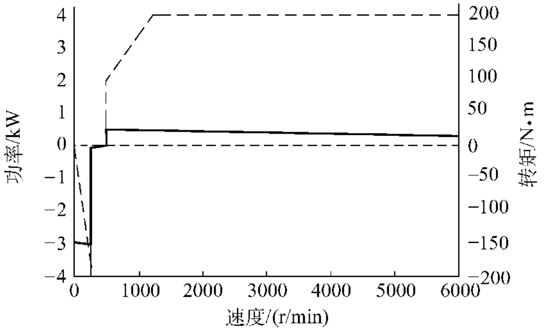


图4-12　ISA的功率转速和转矩转速特性

ISA还需要关注发动机低温起动问题。温度很低时，燃油粘度很高，摩擦阻力很大，另外，由于摩擦力分布不均匀，所以曲轴的初始位置也会影响起动效果。另外一个和低温起动相关的问题是，低温时蓄电池电压会降低，使得能获得的最大起动转速减小。当然，这些影响的大小主要还是取决于ISA所采用的电机[16]。

前文已经提及，越来越多的安全性负载对电源可靠性提出了更高的要求。

因此，未来开发的 ISA 必须具有很高的容错能力，即使在故障状态下，也应能输出电能，输出功率可以适当降低。

当 ISA 安装在曲轴上时，将运行在高温、强振动的恶劣环境中，为此要求很高的机械稳定性，并且配备有效的风冷或液体冷却装置。ISA 噪声应该较小，特别是在 3000r/min 以下时，这是因为高速时，发动机噪声很大会淹没电机噪声。

ISA 做发电机运行时，必须效率高，输出功率大，同时也要考虑甩负载问题。对于伦德尔发电机而言，甩负载是最坏的工作情况，对于其他电机并不一定如此。目前，14V 的伦德尔发电机，甩负载时将承受 40V 的高压，一般用具有钳位作用的二极管进行保护，钳位电压通常在额定电压的 285%。42V 的 ISA，在满足 ISO 关于 42V 电网草案中要求的前提下，甩负载时要承受 60V 的电压，这只比额定电压高出 50%[11]，如图 4-13 所示。

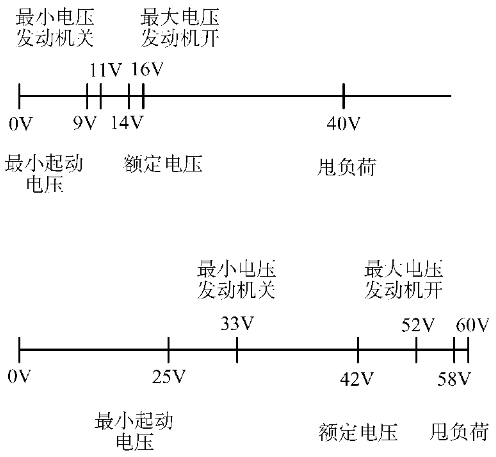


图 4-13　14V 和 42V 系统电压范围

由于 ISA 有多种工作模式，但主要是发电机或电动机，因此必须能够实现两个模式之间的平滑转换。这可以通过短时将 ISA 和电气系统断开的方法实现。这一转换也要求在某一转速范围之上进行，如发动机起动转速上升到 400r/min 以后，可以设定在 500r/min 和怠速之间的任意转速之间进行转换。

至于 ISA 的机械结构，则要求结构简单、重量轻、体积小、转子转动惯量小、价格低。低转动惯量是有差耦合方式下减小传动带转差所必需的。另外，也希望 ISA 能提供高起动转矩和高功率密度。

4.5.4.2　起动发电一体机的应用

ISA 主要用于起动和发电，也就是实现起动机和发电机的功能。但作为一项新技术，要求它能解决另外一个重要问题，以使它更容易被汽车工业所接受。这一问题就是起停和回馈制动问题，这一问题的解决将极大地降低汽车油耗，减少尾气排放，为生产商在排放标准越来越严格的今天提供一个解决方案。

起停控制主要是要求能在汽车停车发动机怠速几秒后关闭发动机，而在油门踏板被踩下后，利用 ISA 的快速起动能力，迅速准确的起动发动机。这将节约停车时所消耗的燃料。回馈制动是在汽车刹车时，能将汽车的动能转化成电能，这将节约产生这部分电能所需消耗的燃料。

ISA 还能提供加速支持。目前起动机起动发动机，然后点火系统在怠速前点火。由于燃烧不充分，所以油耗高、排放大。如果采用 ISA，它首先起动发动机，然后点火系统点火，点火后 ISA 仍然驱动发动机升速至怠速。这样可以使燃烧充分，从而降低油耗和尾气排放。另外，由于有 ISA 的驱动，点火系统还可以在更高转速时点火，这样摩擦力会更小，燃烧也更稳定[16]。

ISA 还能为发动机振动提供阻尼，以提高汽车驱动系统的平稳程度。这可以通过提供消除发动机振动转矩的转矩脉动的方法实现[19]。同样，ISA 还能在熄火滑行过程中提供转矩脉动，这样做的好处是可以解决由于气缸内压缩膨胀过程缓慢和扩张产生真空所导致的汽车颠簸问题，使得乘坐更平稳舒适。

ISA 是连在曲轴上的大功率电机，因此将来还可以为汽车提供短距离低速的电气驱动，这和电动车的工作方式非常接近。但必须注意，这一功能在有差耦合时是难以实现的。

4.5.5 电机类型

下面将讨论作为 ISA 的主要备选电机的永磁电机和开关磁阻电机的设计特性和控制性能。同时，也将讨论异步电机用于 ISA 时的主要特性。

4.5.5.1 异步电机

异步电机（IM）技术非常成熟，其高转矩以及优越的起动转矩特性也被人们所熟知，是一种低维护、高可靠和低成本的电机。由于其弱磁能力较差，因此很难获得很好的恒功率—转速特性。通过利用开关投切绕组或者用继电器投切变换器可以扩展其恒功率—转速范围，但由于开关和机械触点的使用会降低系统可靠性。

IM 轻载时功率因数很低，直接起动时起动电流很大[20]。过大的起动电流要求选择更大的半导体开关器件，从而增加系统成本，另外，IM 转速的控制也比较困难。因此，在汽车驱动方面，IM 有许多问题需要解决。

IM 无论低速还是高速时效率都很高，大概在 91% 左右。IM 的输出功率由于电机感抗原因，受频率限制较大，特别是在超出恒功率区间之后。较大的感抗还导致电气时间常数增加，降低了系统响应速度和发动机的起动速度。

如果用正弦电压驱动，IM 和其他电机相比，噪声很低、转矩脉动很小。

4.5.5.2 永磁电机

永磁电机 PM 通过在转子上安装永磁体来产生磁场。在各种结构的 PM 中，外贴式永磁电机（SPM）和内埋式永磁电机（IPM）是 ISA 最主要的候选者。

SPM 将永磁体贴在转子表面，然后用纤维布包裹以保证其在高速运行时不受到机械损伤。由于采用永磁体建立磁场，所以没有励磁绕组以及集电环和电

刷，图4-14给出了SPM转子的示意图。不用励磁绕组能降低电机的铜耗。

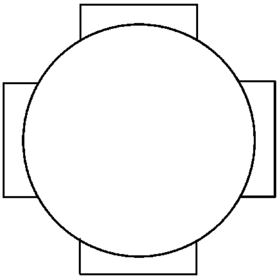


图4-14　四极SPM转子

由于永磁体磁导率很低，所以电枢反应电抗较小，从而电机功率密度也较高，径向磁场分布也有助于提高功率密度。SPM磁路性能好，所以可以减少定子绕组匝数从而减小定子铜耗。SPM转矩高，特别是起动转矩比伦德尔发电机高。这些特性使得可以在满足应用要求的前提下减小电机体积。

因为其长度和直径可以独立选取，所以SPM设计灵活性较大，因此可以从提高效率的角度出发独立改变长度或直径，这一特性也为SPM的生产带来了很大方便，例如可以在不改变直径的情况下，通过改变长度而生产不同容量的电机，由于直径不变，一些结构件，如定子冲片、永磁体、轴承、支架和螺栓都可以通用。另外，SPM的性能对气隙变化不敏感，这主要是因为永磁体磁导率接近空气，这也给生产加工带来便利。所有这些灵活性源自于SPM的二维磁路特性。

安装永磁体的SPM转子可以设计成空心的，以减小转动惯量，从而在有差耦合时减小转差[16]。在对SPM转子进行耐久性实验时发现，在转速高达24580r/min时，转子也能正常运转，而发电机一般运行在22000r/min之下[18]。

SPM最大的问题是很难在转速大范围变化时输出恒定的功率。这是因为永磁体的励磁磁动势是恒定的，因此气隙磁通也恒定，这就使SPM输出电压随转速上升而线性升高。同时，因为定子电枢电抗很小，所以弱磁作用也很小。为保证输出电压恒定，必须开发专门的变换器，而这样做成本很高。

由于SPM采用永磁体励磁，发热问题必须引起重视，这是因为永磁体在高温时剩磁和矫顽力会减小，即发生退磁现象。另外，高温时定子绕组也会导致电机故障[22]。因此，电机必须安装风冷或液体冷却等冷却设备。

IPM和SPM不同，永磁体在转子内[15]，安装在转子槽中。与SPM一样，IPM转矩也很高，不同的是IPM中的转矩不光由永磁体产生，而且还和凸极带来的磁阻变化有关，也就是说，产生的转矩包含两个分量。这一特性为设计者设计系统提供了极大的灵活性。同样由于转矩高，和同样容量IM相比，体积可减小15%左右[14]。

由于IPM将永磁体安装在转子内部，所以机械强度好，能够运行到高达24500r/min的转速[18]。IPM中转子凸极效应增强，这直接反应在定子交轴和直轴电感的比值变化上，这给电机的弱磁提供了一条道路[23]。这也直接表现为感应电动势减小、成本降低以及转速的升高。采用轴向叠片转子可以增强转子凸极效应，但加工麻烦，成本优势减小。IPM有较宽的恒功率转速范围，这可以

简化变换器的设计[15]。

如果使用光滑转子，电机在低速旋转时噪声非常低，如果采用空心转子，则在当电机转速高时，通过转子孔的空气振动会产生很大的噪声，但可以通过改变孔的大小来减小噪声。对于 ISA 而言，这并不成问题，因为高转速时发动机才是主要的噪声源。

永磁体固有的热稳定问题必须考虑。IPM 生产、安装和磁化过程都比较复杂。另外，转子严重的磁饱和会对定子绕组产生影响，降低起动转矩[15]。IPM 需要面对的问题还有整体的电磁优化设计以及故障条件下的性能问题。

IPM 中可采用多种永磁体，如块状、薄板状或注塑成型粘结永磁体等。

另外，还可采用金属磁粉芯电机，其转子是压制而成的。使用这种转子可以把电机高温时的载流能力提高 10% ~20%，同时，铁心温度也能下降 10% ~50%[14]。ISA 采用这种转子的主要问题是机械结构问题。

轴向磁场永磁（AFPM）电机包含两个盘状永磁转子和一个夹在二者之间的一个无槽定子[24]。该电机具有两套完全独立的电磁结构。定子为圆形且无槽，由带状薄贴片叠成，具有重量轻、体积小效率高的优点。定子采用无槽结构，高频时可减少定子齿槽损耗和转子损耗，同时也能减少转矩脉动和噪声。

定子上的绕组辐射状排列并通过适当连接构成三相绕组。为增强定子机械强度和增强散热，可用碳纤维环氧树脂复合材料进行封装。和 SPM 一样，AFPM 也把永磁体装在转子上，区别在于 AFPM 产生轴向磁场。转子上也可为永磁体安装设置凹洞，以增强永磁体和转子铁心的整体性。两个转子上的永磁体同极性排列，即 N 极对 N 极，S 极对 S 极。

AFPM 设计中，磁性材料和电机极数决定电机的特性。所有的电气参数和设计特性都主要由这二者决定。

AFPM 一般在怠速到 6000r/min 范围内运行，因此输出频率较高，这使得定子损耗增加。为减少定子损耗，定子材料的选择非常关键，选择的依据是磁滞和涡流损耗、磁导率以及磁饱和特性。基于这些参数，最佳的备选材料包括铁、烧结和非晶材料[25]。根据输出频率范围和特性要求，可以选择出最优的材料。

定子绕组可选择 Litz 导线（或称为绞线），这意味着增加导线的股数，这可以减少用铜量，在同样填充系数的情况下增加绝缘强度，减少涡流损耗，但会增加绕组电阻。这是降低集肤效应和涡流损耗的最佳方法，因为这些损耗会由于电流在普通线圈导线截面积不均匀分布而增加，并且由于这些损耗和频率相关，会随着频率的升高而增加[25]。

定子线圈的轴向长度很小，因此电阻小、损耗少。运行过程中，电机的定子两侧有两套磁链。磁通由转子上的永磁体出发经过气隙进入定子铁心，然后再经过气隙回到同一转子上，当定子铁心中通过电流，就会产生电磁转矩，这

和转子如何驱动无关。定转子的直径决定电机的功率等级，因此，AFPM 非常适合直驱 ISA 的应用场合。AFPM 重量轻、结构紧凑、轴向长度短、效率高。

其他还有一些转子仅由永磁体构成的电机，这类电机主要的问题是机械和热稳定度。另外，这类电机一般功率较小。

4.5.5.3　开关磁阻电机

开关磁阻电机 SRM 转子一般由普通硅钢片压制而成，结构非常简单，既不含绕组也不含永磁体[26]，因此结构坚固，可工作于高速高温的场合。SRM 转子为凸极结构，定子绕组可在绕制之后再套于定子磁极，因此加工简单成本低。SRM 气隙小，小电流也能获得较大转矩。然而 ISA 的应用场合振动强烈，这要求适当增大电机的气隙，这是 SRM 用于 ISA 的主要缺陷。

由于 SRM 极数和振动相关，所以合理选择极数非常重要。例如，12/8 极 SRM 比 6/4 极振动小。

SRM 适合于高速运行，并且高速时效率高[27]。SRM 具有很大的恒功率转速范围，这一点和 ISA 的要求非常吻合，如 ISA 速度变化率高达 10:1。

SRM 技术已比较成熟，在高功率高转速（1500hp㊀，48000r/min）的航空领域已有较长的使用历史[28]。在汽车 ISA 应用上仍有一定挑战性，这是因为该场合要求电压低、功率小，并且转矩特性和航空领域也不相同，另外，ISA 除了起动和发电功能外，还需要有其他额外功能。

SRM 可靠性很高，故障情况下也能对外输出功率，只是性能有所下降[28]。这是因为转子上没有任何励磁装置，所以不会在故障相感应电势，也就不会输出电能，相应的电动状态下也不会产生阻力矩，也不会因为故障电流过大而产生火花。SRM 的绕组在机械和电气上都是彼此独立的，因此减少了相间故障的概率。当 SRM 和变换器一起构成系统时，每个绕组和两个开关管串联，因此，即使两个管子同时闭合，也不会像交流驱动器那样因直流短路而发生故障。

由于 SRM 工作电压非正弦，所以脉动转矩较大，相应噪声也较高。为满足标准要求的非正弦励磁电机的脉动转矩小于 15% 的要求，SRM 的相数必须增加，进而导致系统元器件成本增加，在此主要是开关器件[14]的增加。然而，SRM 的转矩脉动可被利用来为发动机提供有源阻尼。

SRM 在起动发动机时效率很高，低速时大概 46% 左右，而怠速时就能达到 89%。在发电机状态下，在整个转速范围内更是高达 93%[28]。

这四种电机在用于汽车系统时，可从以下三个方面直观评价各自的优越性：①电机是如何励磁的，是 SPM 那样完全的内部励磁，IM 和 SRM 那样完全的外部励磁，或者 IPM 那样是内外混合励磁。②恒功率转速范围，是像 SPM 那样仅

㊀　1hp = 745.7W。

由转矩角控制，还是像 IM、IPM 和 SRM 那样需要弱磁控制。③控制有功和无功功率对电力电子器件的要求。IM 起动时功率因数很低，SPM 功率因数很高，IPM 介于二者之间。图 4-15 ~ 图 4-18 给出了这些特性。

由图 4-15 可见，在从励磁源、变换器负担和 CPSR 角度考核各种电机的性能时，有许多需要折衷考虑的地方。例如，功率因数低则要求变换器容量大，因此变换器成本高。完全内部励磁本来是个优点，但从生产者角度考虑成本很高，这是因为内部励磁的成本是完全由生产者承担的，而完全外部励磁的成本则是在使用过程中由使用者承担的。高 CPSR 是汽车电机始终追求的目标，因为各种传动机构或齿轮可以尽可能地简单甚至去掉。

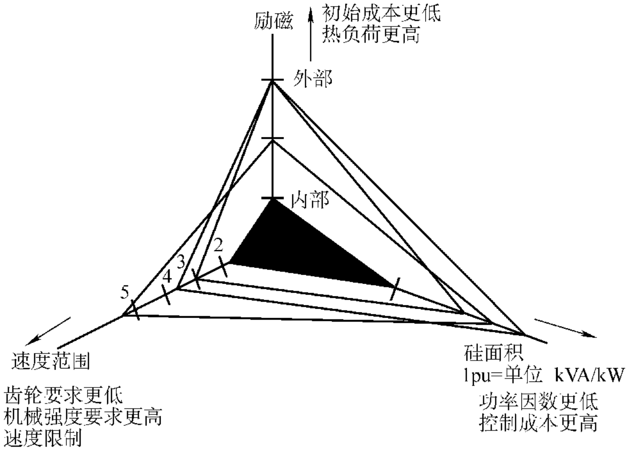


图 4-15　汽车起动发电机的电机特性表面永磁电机和 SRM

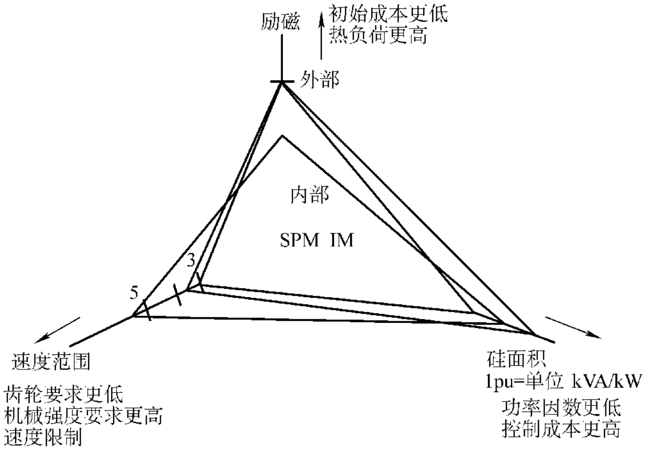


图 4-16　异步电机 IM 特性对比

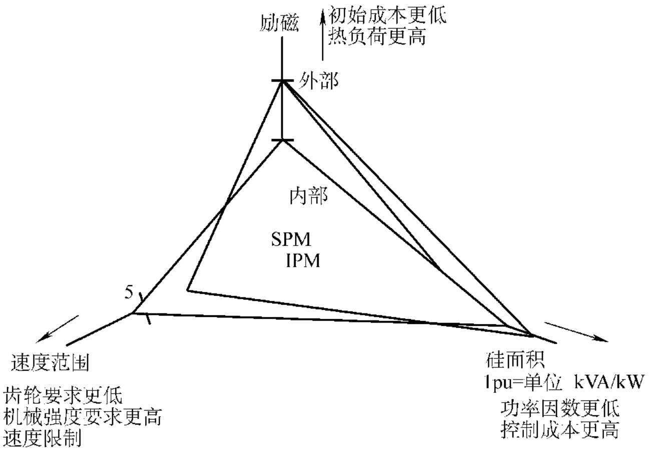


图 4-17 内永磁电机 IPM 特性对比

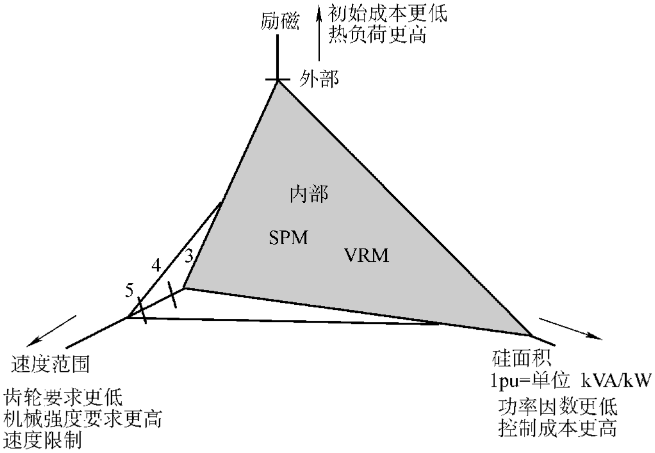


图 4-18 变/开关磁阻电机（VRM 或 SRM）特性对比

4.5.6 控制

4.5.6.1 异步电机

异步电机作为 ISA 时，其控制可通过电池电压或者逆变器电流来实现。起动时，需要适当控制电压和频率，以保证电流尽可能恒定。在起动过程中，随

着转速的升高，驱动转矩变化会导致电流下降，此时通过适当提高逆变器的输出电压和频率可以补偿这种趋势，这一过程一直持续到起动结束。IM 的起动电流很大，这也可以通过控制定子电压的大小和频率解决。

在系统工作模式转换时，如由起动到发电转换时，控制策略也随之变化。一般选择一个参考转速，当达到这一转速时，工作模式开始转变，这并不需要速度传感器。在转变过程中，逆变器输出频率应该尽可能低，以保证平稳转换。

IM 转子转速比同步转速高时开始发电，输出功率随转差率的增大而增大。在发电模式下，可以通过改变逆变器频率来维持输出电压恒定，因此，输出电压与速度以及负载大小无关。

发电状态下，发电机输出可以通过控制与其连接的负载进行控制。例如，为其提供容性负载。这在状态转变时也是可行的。这样做的缺点是速度带宽会受影响。另一个控制手段是控制定子和转子间的转差，当然最好是通过控制定子电压频率来实现。当速度超出恒功率转速范围时，由于高频时感抗影响，输出功率会下降。

通过电容可以为电机提供励磁电流进行发电，不过在转速变化范围很大或负载变化剧烈的情况下不能用。在电机端通过电容给电机提供无功电流，并在电池端通过电阻和开关管消耗过剩电量以维持直流电压恒定，在汽车上并不可取，这是因为这样做效率低成本高。

IM 的动态模型非常复杂，但如把转子磁场方向取为 d 轴，则能使 q 轴磁场为 0，这样可以实现励磁分量和转矩分量的解耦，这极大地简化了 IM 的控制。因为转矩和转速是车辆关注的参数，因此可以通过灵活控制磁场来获得满意的特性。通过控制 d 轴磁场或电流，可在满足负载功率要求的前提下得到最高的效率。

由于转子参数如转子电阻随转速和温度变化，因此在控制时必须有相应的补偿机制。另外，转子电阻的变化和转差增益互相耦合，因此必须适当调节，以保证输出转矩和 q 轴电流之间为线性关系。同时，还必须建立 q 轴和转矩参考之间的关系。所有这些和转速、d 轴电流以及运行模式的关系在进行转子磁场定向控制时都必须考虑进去。

IM 经逆变器和电池相连进行发电是可行的，但电池寿命会因电流脉动较大而缩短，逆变器容量也会因此而增加。为降低逆变器容量，可采用高压、定子绕组带抽头的 IM。其中励磁通过高压抽头进行，这样可以降低逆变器电流，从而降低成本。

另外，也可以直接通过整流桥为电池充电，励磁电流通过带直流电容和交流侧滤波电抗器的逆变器提供。这样做的成本比抽头绕组高，但比直接通过逆变器和电池相连低得多。

交流侧滤波电抗可以减少进入电机的高频电流，直流电容为逆变器工作提供直流电压。在此用到的是间接磁场定向控制，首先通过比较直流电压和参考

电压得到电压偏差，然后由电压偏差决定 q 轴参考电流的大小。整流器输出电压和其参考电压的偏差用以决定 d 轴参考电流的大小。IM 的转差可以通过实际输出电流相位和计算的转子相位之间的偏差得到，进而可以得到输出电流中的 d 轴和 q 轴分量，以用于构成 PWM 控制器。α 轴电流用于调节输出电压，而 q 轴电流则可用于调节直流电容电压。

该系统在很大的转速范围之内，其效率都比伦德尔发电机高大约 20%，但转速高时，输出功率和功率因数会下降。通过现有的控制和变换器技术，IM 的输出电压可以调节到偏差不超过 0.2V 的范围之内。

4.5.6.2　永磁电机

PM 由永磁体励磁，磁动势恒定，所以低速时输出电压低，高速时输出电压高，因此必须进行适当调节，这可以通过混合励磁实现，但这样将改变电机的结构，转子上不仅有永磁体，还有励磁绕组。

混合励磁时，永磁体产生的磁场占主要部分，而励磁绕组产生的磁场为辅助分量[29]。这种混合励磁起动发电机（HESG）可以做成无刷结构，以降低损耗。永磁体建立的磁场和一般 PM 中功能一样，励磁绕组建立磁场仅仅用于控制输出电压恒定。这种控制方法非常有效，这是因为两个磁场产生的感应电势之间没有相位差，二者可以直接相加。

设 U_0 和 I_0 分别为无绕组励磁时的额定输出电压和额定负载电流，这样，在不加辅助励磁时负载线为 E_0。如果负载电流增加到 I_1，输出电压将降低。为使输出电压保持不变，则需要在辅助励磁绕组中通入适当电流，以增强磁场，此时负载线变为 E_1，这样可使输出电压恒定。同样，如果负载电流降到 I_2，则输出电压就会升高。在励磁绕组通入适当电流，使负载线变为 E_2，则输出电压就可维持恒定。图 4-19 给出了这一过程的示意图。

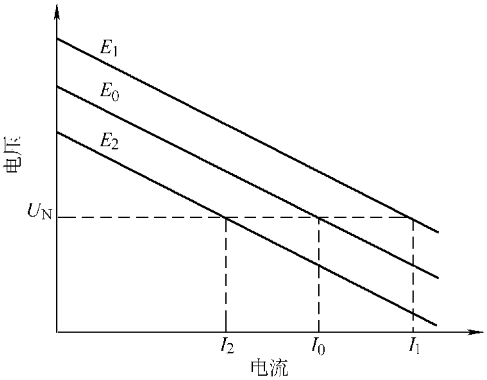


图 4-19　电压调节原理

控制设计中包括以下主要问题。首先需要确定额定负载电流，该电流可通过求负载最大电流和最小电流的平均值来确定。设计辅助绕组非常重要，设计的依据是 HESG 需要能调节的最大电压量和负载电流的变化范围。如果需要线性电压调节，磁路也需要是线性的。

用带抽头的绕组和双晶闸管变换器也能实现对输出电压的调节[18]，如图 4-20 所示。其中绕组按 1∶3 比例分裂，一个变换器接在 1/3 绕组，另一个接 2/3

绕组。这样，低速时由匝数多的绕组对外供电，高速时通过变换器切换由匝数少的绕组供电，这样也能改善 PM 的输出电压特性，如图 4-21 所示。

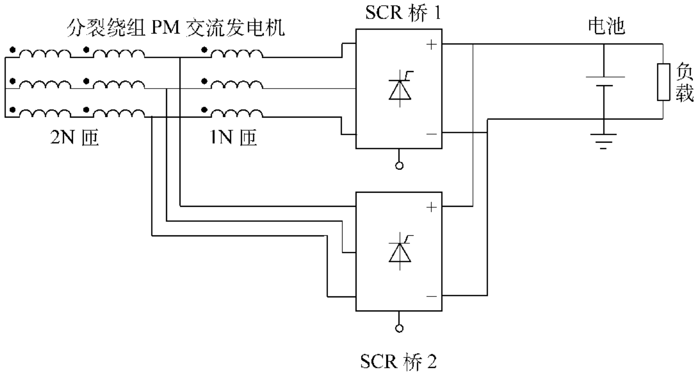


图 4-20　发电系统

控制器设计的主要问题是如何控制晶闸管的移相角和导通角，包括基于 PLL 的脉冲发生器，在采样发电机交流信号实现同步的前提下，由直流电压和温度补偿控制算法共同决定移相角的大小，如图 4-22 所示。

其他还有在低速时通过增加极数来增大输出电压控制方法[30]，这只有在低速时才有效，因为磁动势并不增加。任何希望通过增加绕组数量的方法都是不合适的，因为这会增大电机的体积。

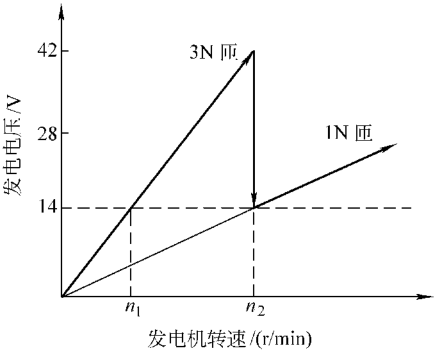


图 4-21　发电电压（V）—转速（r/min）曲线

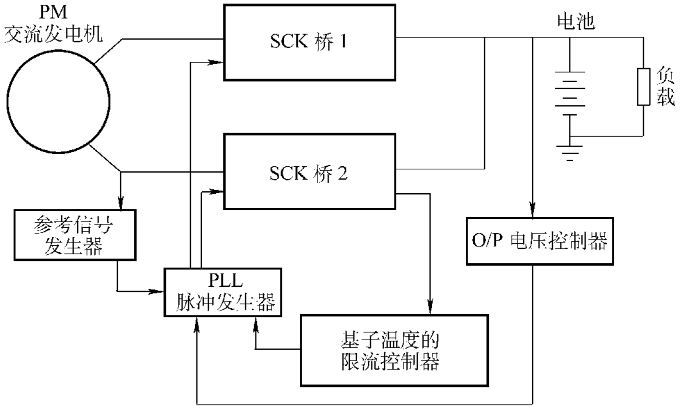


图 4-22　双 SCR 桥控制框图

高速时电机输出电压较高，这可通过爪极结构高速时弱磁效应强来解决[17,30]，这种结构的电机在转速增加时输出电压上升较慢，这是因为漏感较大。对于普通结构的电机，直轴电枢反应较弱，这是因为永磁体和空气的磁导率相同。但如果采用爪极结构，则由于磁极下磁导率高，直轴反应会增强，因此在高速时如果负载电流增加，由于直轴电枢反应增强，所以削弱输出电压的上升程度。

带槽磁路也可用来进行电压调节[30]。磁路开槽导致漏磁增大，这将导致输出电压下降，电压下降程度和转速相关。高转速时电压下降多，低速时电压下降少，从而起到电压调节的作用。这样做电机的输出电压比传统结构时随转速变化小，如图 4-23 所示[30]。

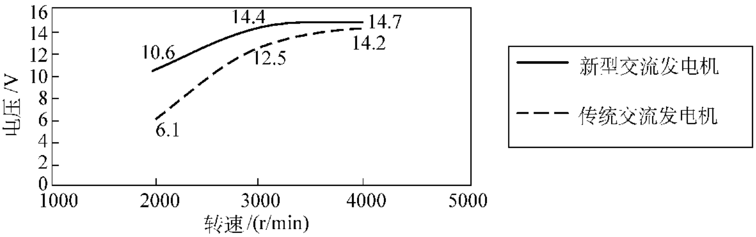


图 4-23　传统和新型交流发电机

输出电压还可以通过下述弱磁技术实现，即在同步坐标下控制电流朝 d 轴负方向旋转，这样可以在电流和转速变化时保证输出电压满足要求[23]。通过该方法，弱磁强度会根据输出电压自动调节。

AFPM 电抗很小，所以很难满足 ISA 在大转速范围内维持输出功率恒定的要求。AFPM 效率很高，但在低速和高速范围内，为维持输出电压恒定，效率会降低[25]，如图 4-24 所示。

通过弱磁也可使 AFPM 功率输出恒定。通过在定子中注入弱磁电流分量可以达到弱磁的效果，也可通过在定子上开槽，然后在槽内安装软磁材料增大电感，以减少净磁通的方法实现。通过增加定子感抗的方法实现弱磁，一旦控制失败，有可能在输出端出现非常高的电压。因此，另外一条实现弱磁的方法是机械控制。

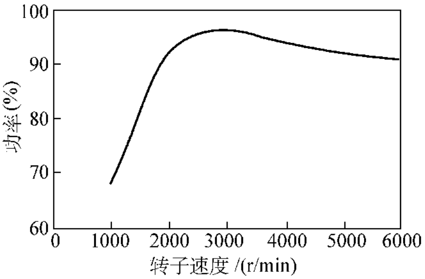


图 4-24　AFPM 效率转速曲线

机械弱磁通过增大气隙实现，这是因为气隙增大，则气隙磁通密度幅值会

减小，相应的定子绕组磁链会减小，从而起到弱磁的作用[24]。这在 AFPM 中是可行的，但必须有额外克服定转子之间引力的力存在。

图 4-25 给出了一种通过将两个转子磁极错开一定角度来实现弱磁的方法，如图中所示，此时只有一半磁通穿过绕组，因此起到了弱磁的效果。这种方法的优点是不需要额外的转矩或能量，气隙磁密保持不变。

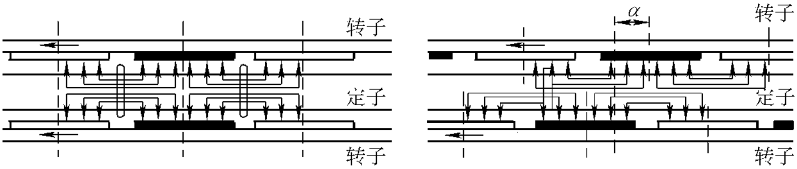


图 4-25　对齐和角偏移转子盘

在没有角度偏移时，磁链最大，有角度偏移时，磁链减小。绕组中感应电势叠加形成总的电势，图 4-26 中用 E_t 表示。当存在 α 角度偏移时，总电势将是偏移电角度的余弦函数（电角度 $\alpha_e = p\alpha$，其中 p 为极对数）。因为总电势是转速和电角度偏差的函数，所以当转速变化时，可通过调节电角度偏差来维持输出电压恒定，如图 4-27 所示。这些控制都是在怠速以上发电时进行的。

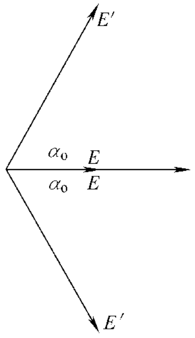


图 4-26　转子角偏移产生的感应线圈反电动势

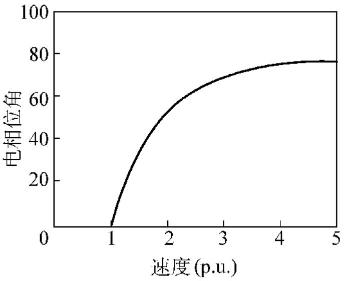


图 4-27　电相位角转速曲线

这一功能还可通过轮毂、同步装置和凸轮—弹簧控制器完成。凸轮—弹簧控制器由弹簧拉力和凸轮离心力共同控制，根据转速不同可以控制踏板移动，而踏板再控制与其相连的一个转子实现偏移。同步器在此能够保证转子偏移方向和转速方向相反，如图 4-28 所示。

这种控制方法即使在转速瞬时变化时都能维持输出功率恒定，然而输出中会含有一些谐波。这种方法极大地降低了变换器系统的压力。

在给定变换器电流限制时，AFPM 采用方波驱动比正弦波驱动输出功率特性好，对开关器件的利用率也高。另外，在起动过程同步时以及在 ICE 规定的点火转速禁止开关器件动作时，可用便宜的霍尔传感器代替高分辨率的编码器进行转速检测，从而降低系统成本。

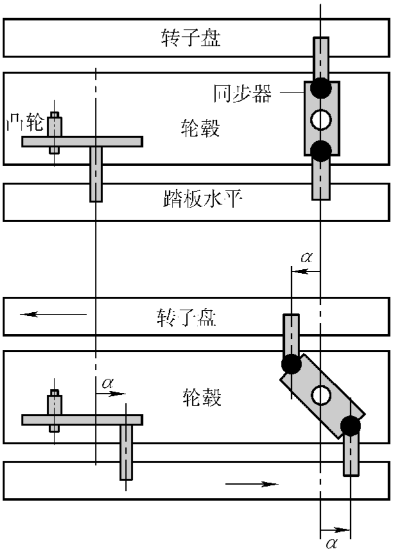


图 4-28　转向不同方向同步运动时的初始和偏移位置

4.5.6.3　开关磁阻电机

SRM 可在很大速度范围内维持输出功率恒定，且对转速变化的动态响应速度快。通常，采用 SRM 构成的控制系统如图 4-29 所示。SRM 的电磁转矩是转子磁极趋于和定子励磁磁极对齐以达到磁阻最小而产生的，由此产生的转矩由相电流和电感曲线的相对位置决定。如果在电感下降期通入相电流，则电机工作在发电机模式。转矩的大小和电流方向无关，与电流二次方成正比。产生的感应电动势的大小和电机磁性参数、转子位置以及 SRM 的几何参数有关。

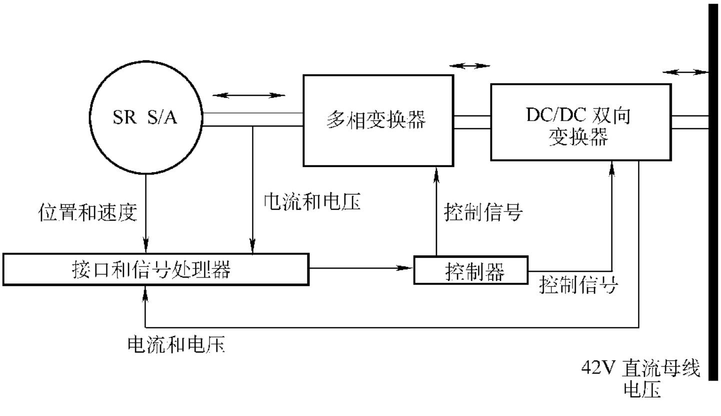


图 4-29　基于 SRM 的 ISA

电动模式和发电模式下的电流波形具有对称性。发电模式下，由于 SRM 是

单边励磁电机，所以初始状态下必须提供外部励磁，定子绕组的开关器件在对齐位置开通，在非对齐位置之前断开。开通和断开周期决定了电流峰值的大小。在电动模式下，峰值电流由开通时间决定。这几个时间是最优和保护控制的关键。

为增强 SRM 系统的鲁棒性，可以采用无传感器控制方法[26]。从 SRM 的磁性参数可以得到电机转子的位置信息，但是由于其动态参数随转速变化，所以控制算法必须根据工作模式如发电、电动、反向电动、制动等的不同实时进行调整。

在静止状态下，主要需确定应该在哪一相进行初始励磁。实现的方法是在每一相同时加上固定的短电压脉冲，根据各相电流峰值的大小可以确定合适的初始励磁相[27]。

低速时，反电动势可以忽略，由此造成的误差也很小。低速时，非对齐位置能准确检测。通过励磁脉冲频率可以得到电机转速，根据电机转速能够得到转子位置。具体检测方法为给未通电的一相绕组加固定频率的短电压脉冲，随着转子位置不同，所得到的电流脉冲的峰值也不同，最大电流峰值正好对应非对齐位置，这时的电感最小。所加电压脉冲的频率和占空比必须设计合理，否则会造成负转矩或降低反应灵敏度进而降低检测精度，如图 4-30 所示。

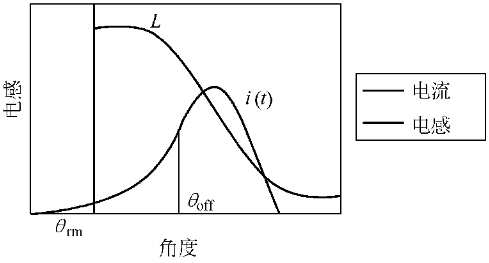


图 4-30　发电时电流脉冲和电感曲线

高速时，反电动势较大，需考虑在内。无论发电还是电动状态，在对齐位置和非对齐位置电流都较大。

SRM 控制中，闭环控制比较稳定可靠，而开环控制可能导致不稳定。为进行转矩控制，需要估算转矩，还需确定作为电流函数的导通角以及在电感变化快时的导通时间。采用 PI 控制可以补偿误差而前馈控制能加快收敛速度。

在负增长负载的情况下，可能出现不稳定，这可通过增加电容器进行抑制。通过控制开通角和关断角，SRM 有多种控制目标可供选择，如效率最高、脉动转矩最小或者直流电流最小等。

电动模式下，SRM 可提供高达 160N · m 的转矩，由于不存在转矩死区，所以具有很好的起动转矩特性。转速在 100 ~ 1000r/min 之间时，相应的转矩范围也由 130N · m 变到 20N · m，因此具有很好的加速支持作用。另外，较大的恒功率转速范围也能降低电动模式下变换器的功率要求。

在电动和发电模式下，SRM 都能采用电流控制[31]。电动状态下，通过控制

触发角 Ψ 和磁化过程 Φ_P，对绕组注入电流。如果控制过程中给多相同时注入电流，则能增加转矩。

发电期间，转矩必须在电感下降区间加至电机，即在对齐位置向非对齐位置转动的过程中施加转矩，如图 4-31 所示。发电区间可以在 Ψ 和 Φ_P 平面绘出，用以表示输出平均电流的大小。用电池电流为 0 的曲线切割，可以得到发电区间，发电特性可以由 Ψ 和 Φ_P 之间的差值确定，如 $\Psi—\Phi_\mathrm{P}$ 为 70 时，输出电流最大。当然这一差值随电感线变化，如图 4-32 所示。图中曲线 1 对应的 $\Psi—\Phi_\mathrm{P}$ 为 80，曲线 2 对应的 $\Psi—\Phi_\mathrm{P}$ 为 60。为保证输出电流恒定，可以采用 PI 调节器，其中 Φ_P 为转速的函数，而 Ψ 为转速和期望输出电流的函数。

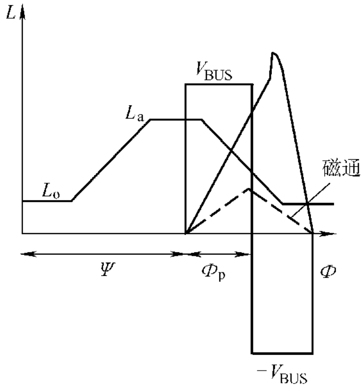


图 4-31　电源电压和控制参数

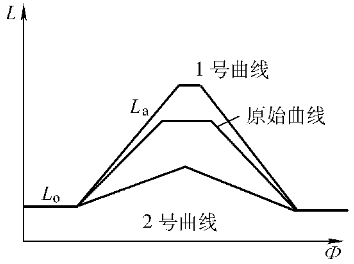


图 4-32　6/4 极 SRM 电感曲线

另一种相电流控制策略需要在中断程序中对相电流进行预测，并由此确定产生该相电流所需要的反电势，并在下一次中断程序中控制该相关断。如果相电流达到参考值之前是下降的，则关断时间将被延迟。如果反电势超过了能够施加的最大电压，则立即关断。

电磁转矩产生的根源在于转子磁极有和磁阻最小位置对齐的趋势，因此转矩特性和转子位置有关，并且会产生转矩脉动。合理设计转矩特性形状并利用合适的换相技术可以减小转矩波动。产生脉动转矩的主要原因一般是换相不合理、相间耦合以及电流的滞环控制。

SRM 的转矩脉动可用来消除发动机的转矩脉动，这必需使 SRM 和发动机转矩脉动的频率匹配。控制中，发动机转矩脉动作为扰动处理，然后确定转矩偏差 T_error（见图 4-33）[27]。如果能恰当匹配发动机和 SRM 转矩脉动最大值和最小值发生时刻，则转矩偏差 T_error 会减小。例如开始时，可以将 SRM 和发动机最大转矩发生的时刻偏移 180°。

SRM 的在线监控也可实现转矩脉动消除，它是通过各相的不对称控制实现的，但这会降低运行效率。SRM 产生的转矩被控制尽量和发动机转矩接近，从

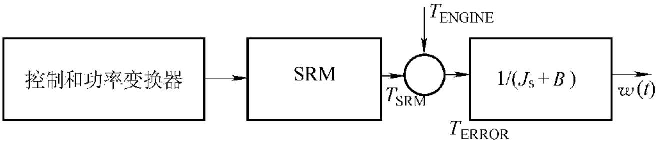


图 4-33　发动机转矩脉动消除框图

而实现转矩脉动消除。在这种跟踪控制系统中，一般采用多极/相 SRM。

开关磁阻发电机（SRG）径向振动较小，这是因为发电状态下，励磁在非对齐位置进行，相电流也不是很大。电机较大的时间常数也是径向力小的原因，另外，一些抗振动措施也能进一步减小径向振动。径向力和转子位置相关，其幅值小、变化率小，可以极大地减小振动。电流形状控制可以减小 SRG 的噪声，但会导致其他性能下降。

4. 5. 7　系统成本

ISA 加上相应的驱动系统的成本如图 4-34 所示[14]，对每种电机而言，变换器和电机的成本比例大约是 10∶1，也就是说，变换器的成本占总成本的 95%，而电机只占 5%。SPM 和 SRM 比其他两种成本高，这是因为其中含永磁体以及开关器件数量多。另外，由图中看到，IPM 比 SPM 成本高，这是因为尽管 IPM 用永磁体少，但加工复杂。然而，SPM 的变换器的成本又相对较高。

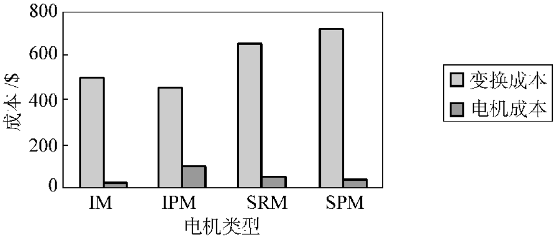


图 4-34　6kW ISA 成本

一般而言，ISA 的成本必须在 500 美金之下才有可能商业化，从图中可以看到，最接近这一成本限制的是 IM 和 IPM。降低变换器成本可以降低系统成本，这在未来 10 年内随着器件技术的发展是可能的。

ISA 的系统成本可通过多种方法进行估算。其中一种关注变换器每瓦的成本（这和 UPS 行业相同），按照这种方法，变换器每瓦成本应在 0. 1 美金之下。成本也可以以每个器件的成本或者性价比为依据进行估计。但无论怎么估计成本，变换器在其中都占绝大多数。

许多研究对汽车 ISG 系统的成本进行了统计分析。以电力电子器件或逆变器单元为例，它包括功率电路、控制板、电源、通信、门极驱动、散热器、母排以及机箱。图 4-35 和图 4-36 给出了各部分的成本统计情况。

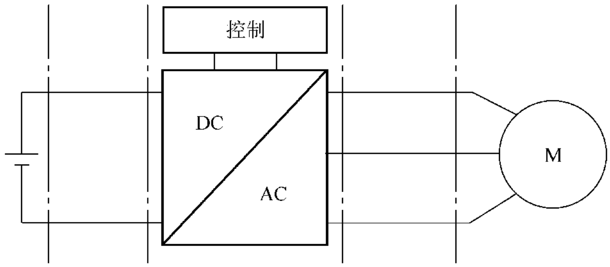


图 4-35 在汽车中安装 ISA 的主要成本（电池 、电缆/连接器、逆变器、电缆/连接器和电机）

PNGV 电力电子自动化集成模块 (AIPM) 计划

部件	成本
通信 / 控制 / 电源	13%
门极驱动 / 模块 / 电缆	30%
铸件 / 散热器 / 连接器	33%
母线排 / 电流传感器 / 电容	24%

图 4-36 逆变器成本分解以及各部分和 PNGV 目标的对比

对电力电子单元的成本统计是按照以下原则进行的：

功率半导体结温小于 40°。这能保证逆变器的使用寿命，同时也决定了半导体器件的尺寸。

根据要求的功率和电压等级进行仿真。

根据电机计算器件电流。

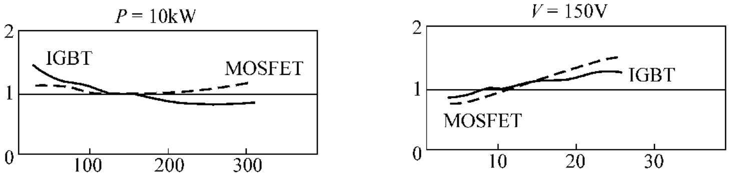
根据计算的器件电流，确定器件损耗，根据散热限制确定元件面积，进而计算元件电流密度和成本。

根据每个功率和电压等级计算其他部分的成本。

将损耗、效率和成本进行列表。

根据下一代功率器件技术，如 MOSFET 和 IGBT 进行重新计算。

从图4-37可以看出，150V 以下，MOSFET成本明显比IGBT低，而在功率



a) b)

图 4-37 逆变器单位成本（＄pu）和系统电压（V）及功率等级（kW）的关系

超过 10kW 时，IGBT 成本更低。ISG 逆变器中，IGBT 的边际成本是 18 美金/kW，MOSFET 是 14 美金/kW，这只是边际成本，而不是绝对成本。如果不考虑生产量的因素，利用上面各部分的成本可以确定基准成本，据此可以很容易绘出成本和功率等级的关系图，如图 4-37 所示，其中各个部分如计算机逻辑部分、通信部分、机壳和散热部分等的成本都是固定的。表 4-1 给出了图 4-35 中完整的逆变器剩余部分的成本。从图中可以看到，电力电子和逆变器在 10kW 时，无论电压等级是多少，都占总成本的绝大部分。作为 ISA 的电机，在总成本中只占很小一部分。在此考虑的电池是成本比较低的阀控铅酸蓄电池，如果采用其他高级电池，如 nickel-metalhydride（NiMH），成本比例将发生变化，这时，电池、电力电子以及其他所有部分将基本平分总成本。

表 4-1　功率为 10kW 时不同电压下 ISA 系统成本分解

	42V	150V	300V
部件	%	%	%
电池	21	25	30
逆变器	49	42	37
ISA/电机	25	25	23
线束/连接器	5	8	10
总计	100	100	100

在采用高级电池如 nickel-metalhydride（NiMH）的 ISA 系统中，电池的成本将和电力电子部分相当。成本问题使得 ISA 拥有的怠速停机或者其他混合技术左右为难。低功率等级时，其成本使得这种技术可购性差，但如果功率等级超过 20kW，情况就完全不同，例如，此时燃油效率提高 10% 的经济性和商业价值就非常明显，如果 10kW 的燃油效率比现在的 5% 提高更多一些，也会拥有很好的竞争力。

4.5.8　ISA 耦合方式

ISA 可以采用两种方式与发动机耦合，一是直驱，即将 ISA 直接装在发动机曲轴上，另外一种是有差耦合，这与目前起动机和发电机与发动机的耦合方式相似。从设计约束、性能和成本角度，每种耦合方式各有特点。

4.5.8.1　有差耦合

有差耦合和目前的耦合方式非常类似，因此发动机不需过大改动。有差传动可通过链条、齿轮或皮带实现。图 4-38 给出了使用皮带的有差耦合方式[16]。

链耦合使用链条和链轮实现传动。这要求 ISA 安装在传动系附近。与皮带传动相比，链传动宽度较小，这是因为链条坚固耐久寿命长[16]，并且可以通过加油润滑进一步增强其耐久性和寿命。链耦合的缺点是噪声大，可以使用无声链条来解决，但成本较高。

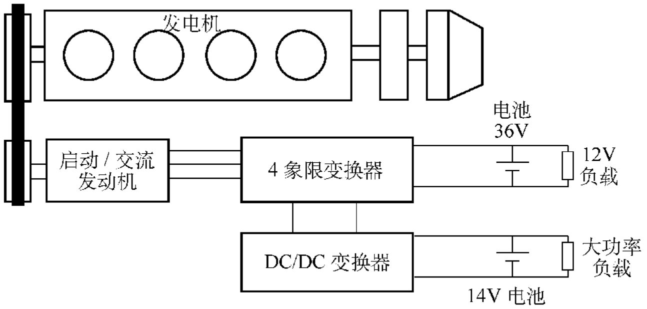


图 4-38 皮带驱动有差耦合 ISA

齿轮耦合也要求在传动系附近安装。齿轮耦合的最大问题是在高速时会影响传动性能。高速时，会出现齿轮擦伤，从而导致齿轮损坏。这可通过使用高规格材料解决，但会带来如齿和表面磨光等制造问题和成本偏高的问题。因此，齿轮耦合一般选择低速多级方式，这要求对变速箱进行改动。

如果 ISA 选择皮带耦合，则需要增加现用皮带的宽度，以满足负载增加的需要。皮带耦合噪声小，成本低，安装方便，也不需润滑。

皮带耦合可以用一个皮带也可以用两个皮带。一个皮带的优点是皮带数量少，缺点是皮带需要加宽，以满足 ISA 负载增大的需求。由于皮带加宽，所以需要用新型皮带轮。用两个皮带的优点是可以用传统的皮带轮，但由于多安装了一个皮带轮发动机轴的长度会增加，这样做成本低，但由于轴增长，使轴承受力增大。

当使用皮带传动时，需要一些辅助设备，如双向张紧轮，用于将皮带轮固定到 ISA 的螺栓和螺母，以及高耐久性皮带，这些设备必须认真选择。更为重要的是，在 ISA 轮毂或者发动机轴的皮带轮上必须安装减振装置，因为 ISA 的转矩脉动很大。皮带主要根据其高速时的要求选择，包括重量、宽度、摩擦、离心力以及噪声。链传动也曾尝试在汽车 ISA 上使用，但同样存在高反射惯性、ISA 和发动机转矩脉动、发动机低速时链条断裂等问题。

有差耦合安装容易维修方便。但其传送功率一般不超过 5kW，如果超过，则机械部件受力过大可能造成损坏[14]。因此，有差耦合的主要问题是机械部件可靠性问题，无论大功率还是小功率场合都是如此。

4.5.8.2 直驱

采用直驱方式时，ISA 直接和汽车传动装置安装在一起，因此也被称为集成起动发电机，如图 4-39 所示。ISA 可以安装在主传动和发动机之间，也可以安装在附属装置一侧。后者需要延长发动机轴的长度，所以会导致轴承磨损严重。另外，为给 ISA 提供安装空间，电机以及发动机的尺寸必须重新设计，特别当发动机横向安装时改动较大。前者的主要问题是总成问题，因为传动系统必须

作相应的改动。

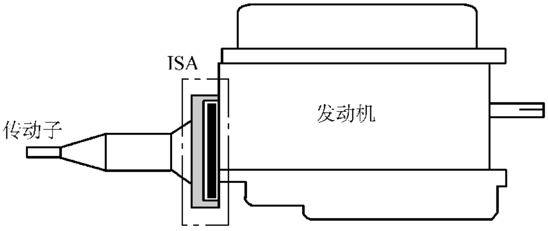


图 4-39　直驱 ISA

这种耦合方式起动噪声小，发电机输出功率能超过 5kW（可达 12 ~ 15kW）且发电时转速低[32]，不需要皮带轮、张紧轮和皮带。如果设计合理，可利用电机转子实现飞轮的作用，因此发动机的飞轮也可省去。由于直接耦合，ISA 还可以为发动机提供振动阻尼，这样的 ISA 也被称为集成起动发电阻尼机（ISADs）。

直接耦合方式下，电机在发电和起动模式下转速比是 1∶1。目前，一般采用速比为 2.5∶1 的耦合方式。因此，为保证足够的起动转矩，电机的体积和重量必须增加。由于 ISA 只使用一台电机取代原来的两台，总的体积基本相当。ISA 和发动机直接相连，所以必须承受高温高振动的工作环境，因此电机必须有很好的冷却系统，并且需要专门设计和开发大气隙的电机。

图 4-40 对比了直接耦合和有差耦合的基本物理特性，比较的前提是电机转子单位表面积产生的牵引力相同。这样会有偏差，如由于 ISA 直径较大所以能够有更大的电磁功率，但一般情况下，假设二者的电磁功率是基本相等的。直接耦合 ISA 是有差耦合 ISA 和传统发电机直径的 2.5 倍。目前有差耦合 ISA（如果没有内部切换起动和发电模式的齿轮和变速器）一般带轮的速比是 2.0 ~ 3.0 之间，这和传统发电机基本相同。ISAs 首先是用于起动发动机的，但在发动机超速时，如突然卸载或者控制器限速失效时，不能导致转子损坏。目前市场上的 ISA 一般采用皮带耦合，或称为 B—ISA，其速比一般在 2.5∶1 左右。为区别起见，将直接安装在发动机曲轴上的直驱方式称为 C—ISA。

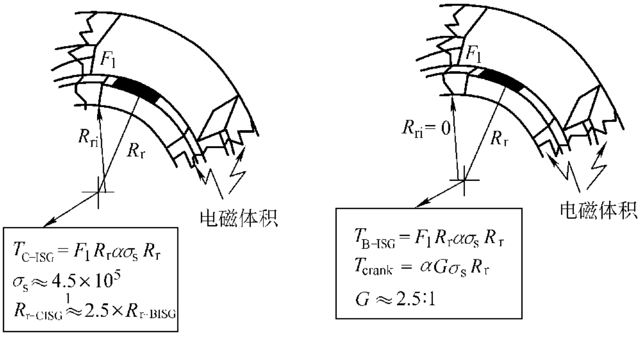

F_1
R_{ri}
R_r
电磁体积
$T_{C-ISG}=F_1R_r\alpha\sigma_sR_r$
$\sigma_s\approx4.5\times10^5$
$R_{r-CISG}\overset{1}{\approx}2.5\times R_{r-BISG}$
F_1
$R_{ri}=0$
R_r
电磁体积
$T_{B-ISG}=F_1R_r\alpha\sigma_sR_r$
$T_{crank}=\alpha G\sigma_sR_r$
$G\approx2.5:1$

图 4-40　B 和 C—ISA 基础

第一个原理比较可以看到比较有趣的是直驱 C—ISA 或 ISG 和有差耦合 B—

ISA 或 ISG 的臂比和有差耦合和直驱的速比是相同的，当然在此定义直驱的速比是 1∶1。由此可以得到其他一些有趣的比较结果，见表 4-2。

表 4-2　B 和 C—ISA 特性对比

物理限制	B	C	典型值
机械表面速度	=	=	200m/s
铁心磁饱和	=	=	1.7T
槽电流	高	正常	$<2\times10^{7}$
温升	大部分液体冷却	空气/液体冷却	<60℃
齿轮速比	2.6∶1	Direct drive	<3∶1
电机尺寸转子半径	1	2.5x	50 mm
单位电磁体积成本	1	2.5x	

表中应该特别关注最后两行，这两行从所用材料多少和成本角度对 B—ISA 和 C—ISA 进行了对比。如果要给发动机曲轴传递相同的转矩，C—ISA 的电磁体积一般是 B—ISA 的 2.5 倍，相应的成本比例也与此相当。接下来，对两种 ISA 在发动机曲轴的反射转矩进行对比，这一特性在设计时是必需严格限制不能过大的。首先和前表中比较采用相同假设，即认为两种电机中的电磁密度是相同的，这一假设一般是可接受的，这是因为电机的定转子所用的材料都是相同的，槽填满率也基本相当，其他的体积就只剩下气隙。另外需要注意的是，两种电机的转子有效长度 L 是相同的（大概 50mm）。下面首先定义转子的转动惯量为

$$J_{\mathrm{r}}=\frac{\pi}{4}<\rho>LR_{\mathrm{r}}^{4}G_{\mathrm{r}}^{2}\qquad(\mathrm{kg}\cdot\mathrm{m}^{2}/\mathrm{rad})\tag{4-8}$$

定义 B—ISA 和 C—ISA 反射惯量系数如式（4-9）所示，其中 R_{rx} 为 ISA 转子半径，G_{rx} 为 ISA 和发动机曲轴之间的速比，x 为 B 或 C。

$$\frac{J_{\mathrm{rC}}}{J_{\mathrm{rB}}}=\frac{<\rho_{\mathrm{C}}>R_{\mathrm{rC}}^{4}G_{\mathrm{rC}}^{2}}{<\rho_{\mathrm{B}}>R_{\mathrm{rB}}^{4}G_{\mathrm{rB}}^{2}}\tag{4-9}$$

根据式（4-9）可知，惯量系数为 6.25，该结果可用已知的 C—ISA 和 B—ISA 的转子惯量值进行校验。假设一个 C—ISA 的转子半径是 120mm，长 50mm，则其转动惯量大概是 $J_{0\mathrm{C}}=0.07\mathrm{kg}\cdot\mathrm{m}^{2}/\mathrm{rad}$，根据式（4-9）可知，相应的 B—ISA 的转动惯量应该是 $J_{0\mathrm{C}}=0.011\mathrm{kg}\cdot\mathrm{m}^{2}/\mathrm{rad}$，这一结果是比较合理的。作为比较，考虑 14V/120A 伦德尔发电机，其转动惯量 $J_{0-\mathrm{Lund11}}=0.0046\mathrm{kg}\cdot\mathrm{m}^{2}/\mathrm{rad}$，大约是 B—ISA 的一半。

总之，随着汽车电气负载的不断增加，ISA 是比较理想的解决方案。在深入研究 PM、IM 和 SRM 的特性和不同的驱动方案之后，能够开发出功能强大的 ISA，不仅具有主要的起动和大容量发电功能，还能进一步提升汽车性能，如降

低排放增强燃油经济性等。

4.6　汽车转向系统

随着人们对轿车、卡车、休闲越野车等车辆的需求日益增长，对汽车各方面性能的优化也提出了越来越高的要求。目前，汽车的许多机械系统消耗了发动机大量的动力。以最新型号汽车的转向系统为例，由于采用了齿轮、链条或者循环球式结构，因此是汽车中这类耗能机械装置之一。无论齿轮和齿条转向系统还是循环球式转向系统，一般都配合液压技术（动力转向），而这种系统一般效率很低。电动辅助转向或者线控转向系统的使用为配备动力转向汽车的转向系统研究带来新的希望，在未来汽车制造中，这将是一种更加安全和高效的选择。

目前最普遍的转向系统包括齿轮、齿条转向系统和循环球式转向系统，其应用均有数十年历史。这两种手动转向系统基本结构相似，都包括转向盘、转向轴、手动齿轮箱、连杆臂或者齿轮和齿条、联动装置、转向节和球窝接头以及车轮轴承。这些系统目前仍用于大部分汽车之中，但值得注意的是，国内超过 90% 的家用汽车已配备带辅助转向的动力转向系统，这些系统在动力转向发生故障时，可以手动转向。虽然相对而言常规转向系统更可靠，但动力转向系统已经成为了许多汽车设计的标准配置，并且随着时代的改变和现代技术的发展，设计出更优秀的转向系统已不是问题，这种新的系统相比现在使用的转向系统应具备更高的效率，可靠性、安全性和更低廉的生产成本以及更易于维护。

4.6.1　常规转向系统

齿轮和齿条转向系统是大部分轿车、小型卡车、休闲越野车中应用最普遍的转向方式。如图 4-41 所示，这种系统非常简单，可分为以下几个部分：首先是齿条和齿轮式转向器，齿条杆和齿轮套在金属管中，齿条杆的两端露在外面。转向横拉杆安装在齿条杆伸出部分上，同时与连接在车轮上的转向节臂相连，使得车轮可以朝期望的方向转动。同时，传动齿轮与转向轴直接相连，转向轴又与方向盘相连。因此，随着方向盘的转动，传动齿轮随之转动，从而使得齿条杆向左或向右移动，移动的结果是车轮转向驾驶者指定的方向。

齿轮和齿条转向系统实际上只完成了两个功能。首先将驾驶者转动方向盘时的旋转运动变换成直线运动，从而使车轮能左右转动。此外，在齿轮和齿条转向系统中，相比于小的传动齿轮，方向盘的尺寸很大，这样大的齿轮变比使得车轮转动更容易（更容易转动方向盘使得车轮转动）。虽然齿轮和齿条转向系统是应用最普遍的转向系统，但并不是惟一的转向系统。

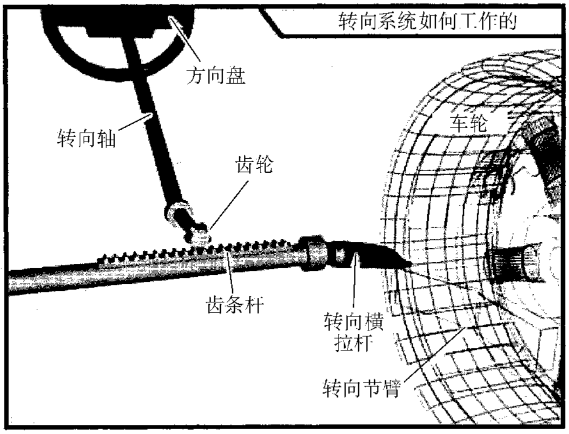


图 4-41　齿条齿轮转向系统（HowStuffWorks 公司，http：//www. howstuffworks. com）

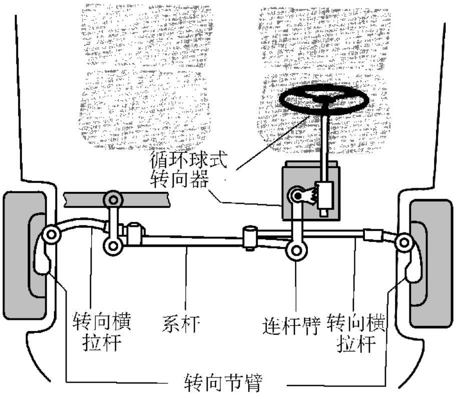


图 4-42　再循环球式转向系统（HowStuffWorks 公司，http：//www. howstuffworks. com）

循环球式转向系统，如图 4-42 所示，也是一种很常见的系统，在很多的卡车和休闲越野车中都有应用。它与齿轮和齿条转向系统区别很大，其基本构成包括转向盘、循环球式转向器和连杆臂。方向盘与循环球式转向器直接相连，以带动连杆臂转动。连杆臂与系杆相连，系杆又与连接到车轮上可以直接控制车轮转向的转向横拉杆相连。转向横拉杆安装在系杆的两端。循环球式转向器可分为两个部分，第一个部分是一个带有螺纹孔的金属块以及外表面上与其啮合的齿轮，通过金属块外表面的齿与齿轮的啮合来带动连杆臂的运动。方向盘与套在金属块螺纹孔中的螺杆相连。当方向盘转动时，螺杆也随着转动，由于螺杆位置固定，因此，使得金属块会相对螺杆向上向下运动，从而造成齿轮带动车轮转动。

循环球式转向器包括一个涡轮装置。蜗杆轴并不是与金属块中的螺纹直接接触，在它们中间填充有球轴承，当转向器中的蜗杆轴转动时，球轴承环绕着螺纹转动。使用球轴承的好处是减小了转动时的摩擦力和磨损，同时有助于减小转动方向盘时的转差。

4.6.2　常规动力转向系统

常规动力转向系统的结构与齿轮和齿条转向系统和循环球式转向系统非常相似。图 4-43 和 4-44 中所示的动力转向系统主要由旋转阀、转向器、皮带轮驱动的泵组成。旋转阀是为了获得转向时所需的液压动力，汽车发动机通过带轮和皮带为泵提供动力，在泵内有一组类似于风扇桨叶的可伸缩叶片，在一个椭圆的壳体内旋转。当叶片旋转时，低压的液体从回油管中流入，变成高压从泵的出口流出，流出液体流量取决于汽车发动机的转速。为防止液体压力过高，发动机高速旋转时液体流量过大，泵内装有安全阀。

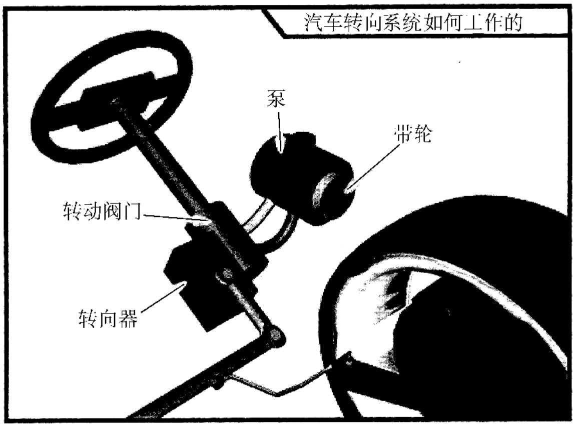


图 4-43　传统动力转向系统（HowStuffWorks 公司，http：//www. howstuffworks. com）

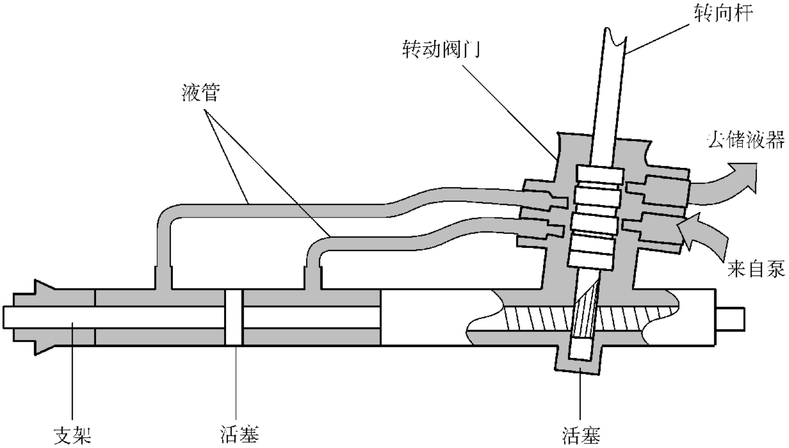


图 4-44　典型液压助力转向系统（HowStuffWorks 公司，http：//www. howstuffworks. com）

在这些动力转向系统中，带活塞的油缸与齿条（对齿轮和齿条转向系统）或系杆（对循环球式转向系统）相连。活塞两边有两个液体流入口，这些液体流入口与油管相连，在一侧流入口液体流入时，可以使活塞向另一侧移动，从而辅助转向。为防止动力转向故障或失败时转向系统失效，手动转向应始终可用。

4.6.3　动力转向系统的进展

随着汽车尺寸和重量的增加，出现了一种用于慢速行驶（如泊车）时的动力转向系统。这种动力转向系统提供了转向时克服车轮和地面间摩擦力所需要的大部分力矩。现在最常见的动力转向系统是液压动力转向，如图4-45所示给出了该系统的结构简图。

图4-45中的系统的主要部分包括液压泵、油罐、旋转阀、方向盘、扭杆、齿轮和齿条、液压活塞以及将系统连接在一起的液压管路。其中液压泵和油罐由引擎通过皮带带动，将增压后的液体经过管路1提供给系统。根据所期望的转向操作，旋转阀控制液体由管路1流入管路2、管路3或者管路4。转向指令通过方向盘传达给扭杆。扭杆实现两个功能：一是将转矩通过齿轮和齿条转化为横向力，二是控制旋转阀来帮助行驶时的转向。

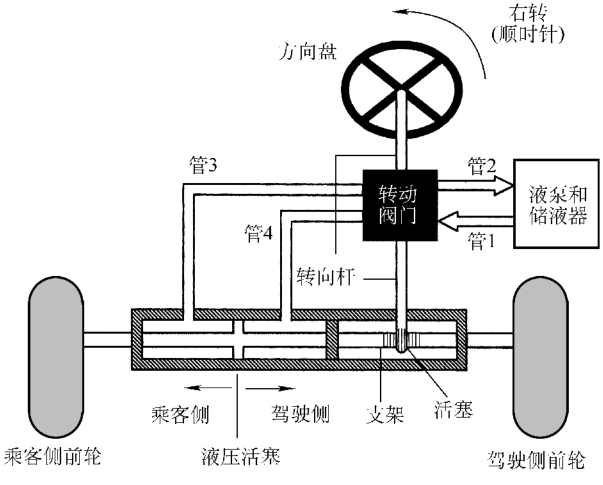


图4-45　液压动力转向系统

当要向右转时，驾驶者顺时针转动方向盘（以坐在驾驶座位上驾驶者的方向作为参考）。这时扭杆会以相同方向旋转，带动齿条杆向驾驶者侧移动。同时，扭杆会控制旋转阀的开闭，以使得液体从管路1流入管路3，管路4流入管路2内。这样会在活塞两边产生压力差，使活塞也向驾驶者侧移动，提供转向所需的大部分动力。同样，当要左转时，控制旋转阀的开闭让液体从管路1流入管路4，管路3流入管路2，可使活塞向乘客侧移动。

当不转向时，不需要辅助转向，此时增压液体在管路1 和2 内循环流动，这导致液压动力转向系统运行效率很低。事实上，即使不需要辅助转向时，液压泵也一直处在工作状态。

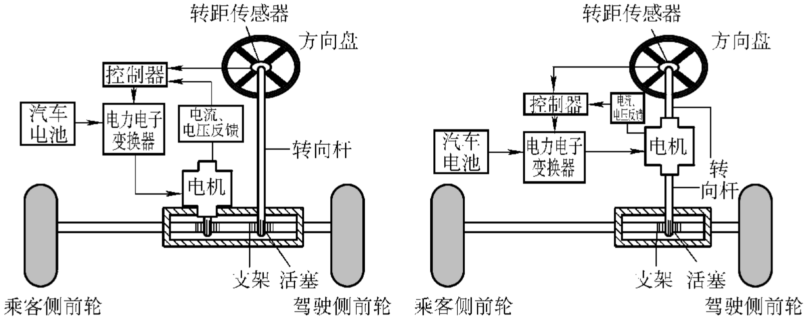
为了提高液压动力转向系统的效率，发动机驱动可换成电气驱动。只有转向时，才由电机为液压泵提供动力，这可以极大地提高动力转向系统的效率，但同时也增加了系统的制造成本、时间和重量。因此，一种新的动力转向系统，即电动转向系统开始出现，并且已经开始应用。

4.6.4　电动转向系统

众所周知，目前的常规转向系统中，转向盘和转向杆在汽车发生前部碰撞时很容易对驾驶者造成伤害。因此，出现了大量能量吸收式、非侵入式设计方案。开发能量吸收式驾驶杆的目的有二。首先，这种驾驶杆在汽车发生前部撞击时，不会和方向盘向后弹出。其次，当驾驶者的胸部向前撞击到方向盘时，能量吸收式驾驶杆能够提供给驾驶者一个容许的缓冲力。尽管这种设计思想看起来不存在任何问题，但是当前部的撞击造成驾驶杆突然损坏时，如何保证其缓冲的功能不受影响需要考虑。

动力转向系统的问题是当发动机怠速运行时，旋转阀泵如何提供足够液流。泵此时需要比引擎高速状态时提供更多的液流。值得注意的是，当汽车运行且方向盘没有转动时，两边的液压管路必须给转向器提供相同的压力。当方向盘转动时，滑阀也向一边或另一边转动，同时阀口打开，以允许高压液流在相应的管路中流动。

电动转向系统不包括任何液压部件。当需要转向时，辅助转向依靠电机来实现。根据安装方式的不同，电机可以辅助横向运动（见图4-46a），也可以辅助转动（见图4-46b）。电机的控制系统和一般电机驱动器基本相同。控制器通



a)　　b)

图 4-46　电气辅助动力转向系统

过转矩和电流/电压反馈来控制电力电子变流器，由变流器输出执行期望的转向操作所需要的电压。

4.6.5　线控转向系统

现代汽车转向系统采用了许多新的设计思想和技术，其研究最终集中在线控转向系统上。下面按时间顺序介绍线控转向系统发展过程中的重要事件和突破。

由于目前大多数汽车动力转向系统中的泵始终处于工作状态，导致相当多的动力被消耗，这种消耗除了浪费燃料没有任何用处。现在生产的一些汽车里使用了一种替代动力转向系统中的泵的设备，这种新的泵在不需要动力转向系统辅助转向时，可以减少高速情况下泵出的液体量，因此能减小发动机功率损耗。

接着出现的是电动液压系统。在这种系统中，由一个变速运行的电机来为转向泵提供动力。这样引擎高速运转时电机可以停止运行来减小不必要的功率损耗。

转向技术进一步发展，电动转向系统应运而生。在这种系统中完全摒弃了液压装置，取而代之的是将电机直接安装在齿条杆上帮助转向。同时在方向盘上巧妙安装了电子传感器，来将信号传递给控制系统，从而控制齿条上的电机，这能使电机提供合适的辅助动力。

汽车转向系统不断的演变和突破最终导致了线控转向系统的研究。在这种系统中，方向盘和车轮转向间的机械连接将会彻底地取消，而完全以电子控制系统替代。转向的方式将变成由传感器发出信号告诉汽车，驾驶者想让车轮如何转动。在这种转向系统中，电动机还能给驾驶者提供更多的信息反馈。

4.6.5.1　常规转向系统和线控转向系统的对比

当前的手动转向系统（齿轮和齿条转向系统和循环球式转向系统）主要的优点是技术非常成熟且被广泛了解，主要的缺点是随着车轴负载和车轮宽度的增加，转向时非常费劲。为了解决这个问题，出现了液压动力转向系统。尽管液压动力转向系统减小了转向时所需要的力并在液压减小时可以手动转向，但使用液压以及驱动增压泵会损耗大量的能量。由于种种原因，传统的转向系统通常已不再采用。首先，在研究汽车碰撞结构中，转向杆一直是个棘手难题。其次转向装置对发动机的安装也有影响。同时值得注意的是液压系统地放置也成为了一个很重要的问题。驾驶辅助系统也只允许纵向的干扰（如ABS防抱死制动系统，ASC引擎运动自动稳定控制系统，刹车和DSC车身动态控制系统），转向系统中横向的干扰会极大地影响主动安全性。

随着电动转向系统的发展，转向辅助可以自由起停，能耗更小，并且可以

不再需要液压装置。这种系统存在的问题是不再有和驾驶者无关的自动转向辅助，并且造成麻烦的驾驶杆仍然存在。因为有机械连接部分，这种系统还不是线控系统。

有的线控转向系统把机械或液压装置作为备用。这种系统的优点是具有不依赖驾驶者的独立转向辅助，缺点是需要安全切换且备用的系统的功能没有保障。当使用机械备用系统，液压系统就不需要，但是驾驶杆和离合器装置仍然存在，这导致装配的困难。同样，如果选择液压备用系统，驾驶杆可以不用，但却需要液压装置和增压泵，这些最终导致电气冗余线控转向系统的出现。这种系统中，不需要驾驶杆和液压装置，因此也不需要液压或机械切换装置。这种系统充分利用了全线控技术的优势，因此只需要一种系统，而不像带机械或液压后备动力转向系统那样需要三个系统（标准、备份和切换装置）。采用该系统惟一的问题是需要为电气冗余系统提供良好的安全方案。

4.6.5.2　线控转向系统的组成

目前的转向系统通常具有机械连接部分，这些部分在未来将被线控转向系统所取代，在该系统中，驾驶者的转向意图通过电子信号来传达。使用线控转向系统最明显的好处是减少了系统机构，消除了液压装置。在图 4-47 所示的线控转向系统中，电动执行装置被安装在车轮上，执行通常的液压辅助转向工作，因此不需要真空增压器、力矩传递系统、软管、夹具和液压液。

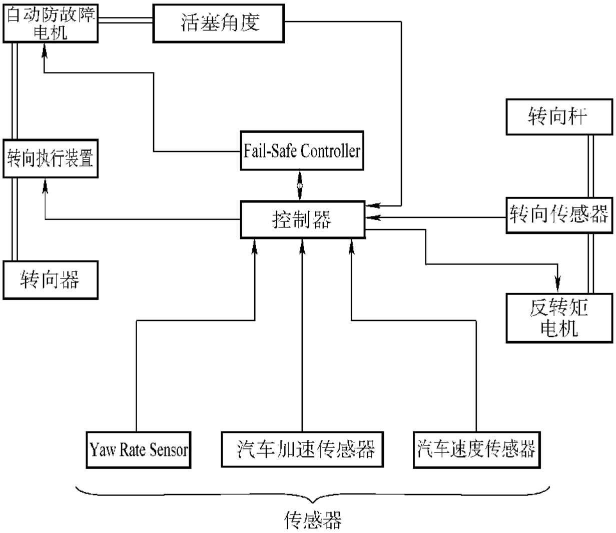


图 4-47　典型线控转向系统元件

线控转向系统包括一些主要的部分。与方向盘直接相连的是转向传感器，这种传感器与驾驶仿真游戏中的传感器类型非常相似。转向传感器设计的目的

是为了“解释”驾驶者的驾驶意图并且将信息传递给控制器。同样，转向传感器也会读取控制器送出的反馈信息。例如，控制器可以得到方向盘转向时会有多大的阻力以及何种响应应该传达给驾驶者。简而言之，控制器会整理所得到的信息，判断哪些是不需要的，哪些是希望传达给驾驶者的。例如道路振动和发动机振动会产生非有效信号，这些信号能被系统消除来实现更准确驾驶。信号通过导线传达到控制箱，控制箱的作用是将信息送给所要执行的电气元件。因此，控制箱扮演了整个系统大脑的角色，告诉线控转向系统中每个特定的元件在特定的时间执行指定的任务。然后，安装在转向系统中的转向器，接收控制器发出的信号来控制车轮的转向。转向器系统包括一台电机，电机的作用是在汽车转向时执行转向操作。这台独立的电机相当于常规液压动力转向装置，接收驾驶者的转向动作并且放大这种作用力，以使车轮向正确的方向转动。

在当前的机械系统中，驾驶者通过感官接受机械系统正负反馈，以判断运行状态。然而事实是，机械转向系统在某些时候会“说谎”。例如，当轮胎接近转向极限时，从方向盘上感觉到的转矩会有轻微的减小，但大多数的驾驶者并不会注意到这一点。只有当轮胎开始发出刺耳的尖叫和转向锁定增加时，驾驶者才会注意到轮胎已经达到了转向极限。在线控转向系统中，这种情况下如果驾驶者增加或者减少转向锁定过多，转向系统会根据汽车稳定系统的信息来改变前轮的转向角度，而不管驾驶者的操作。这样会使得转向系统更加精确，同时减少汽车不必要的磨损。

在线控转向系统设计中可以尝试很多新方法。其中之一是变传动比。采用这种设计方法，汽车在低速运行时，方向盘可以用最小的力转动。驾驶者轻微转动方向盘的动作传达到转向传感器上可以造成前轮角度发生很大改变。这样的好处是并排停车会变得很容易，因为停车时只需要转动方向盘20～30°。相反地，当汽车的行驶速度增加时，转向传动变比可以向常规值改变，此时，汽车高速运行时可以具有和运动型赛车一样的操纵和驾驶性能。

线控转向系统最主要的目标是将驾驶者从繁杂的操作中解放出来和帮助驾驶者应对危急情况，以增加汽车的安全性。这种技术同样在使汽车驾驶更加友好和制造成本更加低廉上具有很大的潜力。由于移除许多的机械部分，因此原材料使用更加有效，并且可以更自由地进行汽车内部布局。因为智能化电子系统的使用，保障系统可以更加精确，具有更小的发动机磨损，更高的燃料效率以及更少的维护要求。

4.6.5.3　线控转向系统的优点

使用线控转向系统后，不再需要转向杆，这意味着被动安全性/撞击性能的提升（非侵入、安全气囊位置）的提高。另外，利用线控转向系统，很容易在左侧和右侧驾驶汽车之间进行转移，所以给生产带来了很大的便利。此外，系

统采用“干”的执行装置和局部液体（用油少，环保），极大地减小能量的损耗。而机械上完全解耦的转向盘，可从根本上消除前面提及的驾驶者感官被欺骗可能性。

总地来说，线控转向系统不需要转向轴，节省了发动机仓的空间，同时减少了汽车内的振动感，从而带给驾驶者更安全的驾驶环境。这种技术具有使汽车更加环保、成本更低的潜力。因为线控转向系统中移除了许多机械部件，因此材料利用率更高，内部空间布置更自由，同时，智能化系统更加准确和精确，这些必然会产生更小的引擎磨损，更高的燃料效率以及更少的维护要求。除此之外，这种新的系统仍有潜力，在不久的将来可以挖掘出更多的优点。

4.7　汽车中的半导体应用

汽车系统中的半导体应用已经极大地改进了以往机械系统的功能和耐用性。半导体在汽车中的第一次应用是在交流电机整流器中使用双极结型二极管，首先在短期内替代了发电机换向器，但更重要的应用是作为伦德尔发电机的整流器。这一技术的出现，早期的直流发电机迅速被具有更高效率和能量密度的交流电机所取代。随之而来的是带有双极型晶体管的发电机调压器、电子点火装置以及具有自动点火和废气再循环功能的微处理器控制引擎。在过去的 20 年中，电子控制在发动机和传动系的控制方面迅速增长。近些年人们的注意力集中在汽车传动系的电气化以及向更高电压配电系统的转变，即汽车工业中所熟知的42V 电力系统。汽车工业中究竟应用了哪些半导体技术？如下的章节将会进行介绍并且探讨其背后的原因。

4.7.1　电力电子器件的任务

上文提到过，在过去 20 年间，系统电压等级的选择对电气系统设计者来说是最主要任务之一。正如通常了解的那样，早期在汽车上应用半导体器件，主要关心的是在恶劣的环境中这些器件如何保证能够正常使用。随着系统复杂性的增加，当设计者更好地掌握了配电系统电压波动、瞬态变化以及它们的抑制方法之后，主要半导体生产商也已明确了满足汽车使用需要的半导体器件所应具有的可靠性等级[41,42]。这促使设计者开始在汽车配电系统中更多的使用电子器件来开关较大电流，如点火线圈（8A）以及交流电机调压器（3.6A），同时由于器件可靠性的提高，以至于除了非常怀旧的汽车爱好者之外，汽车内的器件不断升级更替。电力电子器件和智能功率器件不断地替代汽车内原有的机械系统，使得现在平均每辆汽车中半导体器件高达几百美元（在 1998 年是 20%），已经接近汽车总成本的 30% 。

在汽车中使用电力电子器件的主要障碍是成本，特别是要求不用过电压保护和二次电路而直接和汽车配电系统相连。电力电子器件的耐压必需留有余量，以保证能够承受汽车电气系统中的瞬态过电压，如发电机甩负载时的瞬态过电压。目前14V 汽车配电系统中，最高瞬态电压限制已由原来的80V 降为40V 。42V 电力系统对瞬变过电压限制更严（最高不超过58V），因此器件的耐压余量不用超过工作电压的1.5 倍即可。对可靠性相同的半导体器件而言，过电压限制越严格，器件的使用寿命就越长。为满足可靠性要求，耐压比 V_{cc}/V_{max} 是决定半导体器件成本的主要因素，从80V 瞬态过电压时的0.175 到现在的0.35 再到42V 电气系统的0.72 ，耐压比方面已经有了很大进步。在这样的限制下，14V 系统使用40V 器件，42V 的系统使用60V 器件，就能保证器件的可靠性。在更大功率场合，如1kW 的电动辅助转向系统或者10kW 的起动发电一体机（ISA），应采用75V 器件，这样不仅能够耐受配电系统瞬态过电压，还可以耐受器件和模块中寄生电感产生的瞬态过电压。如果进一步考虑器件雪崩时温度变化以及可能出现误差，器件耐压应该选到80V 甚至100V 。必需注意，42V 电力系统的设计参数和一般75V 和80V 系统相同。图4-48 列出了42V 电力系统的部分参数以及对半导体器件的要求[42]。

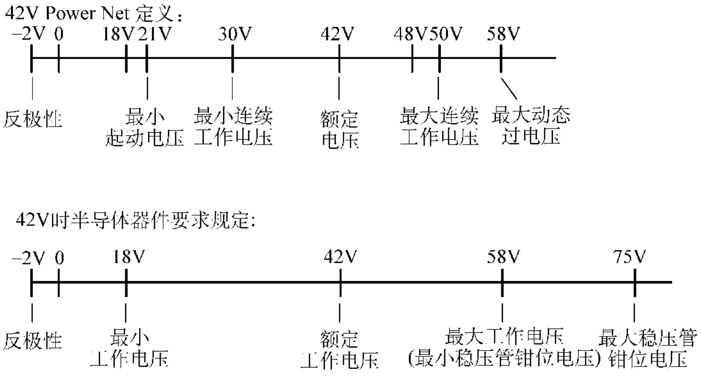


图4-48　42V 电气系统参数和
半导体容量参数

42V 电力系统正常运行电压范围是30 ~48V 。考虑发电机电压波动，电压上限扩展为50V。瞬态最大过电压允许58V 持续时间不超过400ms 。汽车起动时，电压跌落可以到18V ，持续时间不能超过15ms，21V 则不能超过20ms 。交流发电机整流二极管的反极性保护允许反向电压为－2V ，持续时间不超过100ms 。前文已经提及，半导体器件的耐压应该在75V 或更高。假设电压余量取30V ，则汽车中半导体器件的硅面积如图4-49 中菱形和红色曲线所示。方块和蓝色曲线描述了芯片电导的下降（芯片面积下降）趋势。从图中可以看到，42V 系统中的半导体器件尺寸只有14V 系统中相应器件的20%。

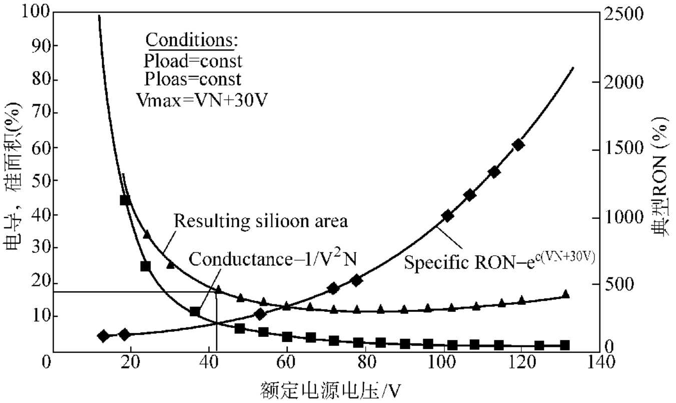


图 4-49　以 14V 系统为基准，42V 系统半导体器件芯片面积及相应成本的明显下降趋势（Infineon Technologies AG 公司，慕尼黑）

4.7.2　半导体器件技术

从 4.5.7 节关于系统成本的分析可知，半导体器件的选择主要取决于系统电压等级和功率大小。汽车中引入的大功率电气负载，如电磁气门驱动、电动风扇和泵、电动辅助转向和刹车、汽车底盘的主动悬挂和主动侧倾控制，功率都在几千瓦级[43,44]。对于 B-ISA 和 C-ISA 的代表性功率等级 3kW 到 10kW，还无法明确证明究竟该选择功率 MOS 管还是 IGBT。参考文献［45］中，深入分析了 3kW、100V 和 50V 交流电动机控制器的成本最小化问题，在对比各种方案的过程中，以输出功率和损耗是相等为出发点。比较中，50V 和 100V 直流情况下分别选择 100V 和 200V 功率 MOS 管，IGBT 由于最低电压等级就是 250V 的，所以对 50V 和 100V 都选择了 250V 的 IGBT。经过对比发现，对于 100V 系统，选择 IGBT 所需成本大约是选择 MOS 管的一半，对于 50V 系统（这时在汽车 42V 系统提出前几年进行的），IGBT 的成本优势就没有了，其成本主要和负载状况以及开关频率相关。

对于这样的低电压逆变器，在选择 MOS 管还是 IGBT 方面可以得到以下几条结论。首先注意，在选择 IGBT 的逆变器中，必需选用相同容量的续流二极管。其次，假设每种逆变器都是通过静止三相坐标下的滞环控制来控制永磁交流电机的三相电流。另外，为得到相同的转矩，50V 系统的相电流比 100V 系统增大一倍，相应的滞环宽度也增加一倍。基于前面的设定，可以得到如下结论：

1）由于 50V 系统电流大，尽管 MOS 管的导通电阻减小了，但和 100V 系统的导通损耗基本相等。由于电流大时 MOS 开关速度减慢，所以开关损耗增大一倍。整个逆变器的损耗增加大概 20%。

2）与 MOS 管相反，IGBT 的并联对减小导通损耗几乎无效，因此即使并联

8 个 IGBT，其导通损耗还基本接近 MOS 管的 2 倍。

3）由于电流大且电流调节允许偏差比较大，所以逆变器的开关频率一般较低（2.4kHz～12 kHz），因此 IGBT 快速开关时开关损耗小的优势在此无法体现。如果开关频率达到 5kHz 以上，IGBT 将表现出比 MOS 管小的开关损耗。

4）对于负载电流小的情况，MOS 管的开关损耗比导通损耗大得多，所以如果用两个 IGBT 并联，就能得到比 MOS 管更低的整体损耗。

5）8 个 250V5 号 IGBT 和 6 个 6 号 MOS 管拥有相同的结面积，所以二者工作时温升相同（即损耗相同）。在大电流负载时，如果选择 8 个 IGBT 并联，其成本大约是 MOS 管的 1.4 倍，如果选择 6 个 IGBT，则二者成本基本相当。

上述区别有些的成因在于 MOS 管的固有体二极管的反向恢复特性比较差，因此其所能具有的开关频率有所降低，特别是当一个 MOS 管打开而桥臂上互补开关管是二极管导通时，二极管的反向恢复特性影响更大。IGBT 中使用高质量的续流二极管，所以其快速开关特性可以不受影响。最后需要注意的是，在低负载电流时，MOS 管由于没有开通电压所以导通损耗非常低，特别重要的是，MOS 的这种特性可以使它胜任同步整流的工作方式。

如果比较是要求系统损耗相等，则需要 2.5 个 5 号 IGBT 和 6 个 6 号 MOS 管。这样，在构成 100V 系统时，采用 IGBT 的成本只有采用 MOS 管成本的 50%。另外比较时，开关频率的选择依据应该是二者具有的电压冲击幅值、电压变化率和电流变化率应该基本相当。

4.7.3　集成功率模块

汽车系统特别是传动系统的电气化之所以能够不断推进，背后的基础是高级电力电子集成技术的发展。早期的设计都采用分离、独立的功能单一的元器件，例如早期用于发动机微处理器控制线圈、继电器和燃油注入都采用分离器件。随着集成水平的提高，这些执行器驱动元件首先集成为多芯片模块（DIP 封装），随后又出现了功能集成模块。对于交流电机驱动而言，这一变化趋势也是相同的，只是进步较慢。由于汽车应用中，在追求高品质、长寿命和高性能的同时更追求低成本，所以高集成度称为必然趋势。高集成度通过更好的热量管理和方便的封装形式，使系统的可靠性和性能都有所提升。目前，人们不光考虑电力电子器件、门极驱动以及传感器的集成，同时也在进行驱动前级和控制级的集成。智能功率器件是汽车电子器件集成的发展趋势。

从器件的工作环境分，汽车可以分为 5 个区域（至少是 3 个），分别是发动机舱、底盘、外部、内部和行李箱。每个区域都构成一个独立的环境，每一个环境中的温度变化、湿度、暴露于汽车油气的程度、盐雾情况、浸水及溅水程度、灰沙情况、高度、振动和冲击、电气瞬态、电磁干扰和静电放电各不相同。

在汽车环境中，电磁干扰（EMI）是比较普遍的，这是因为干扰源和敏感模块比较接近，线束开放且几乎无屏蔽。静电放电是线束和模块端子暴露且接触几千伏的电势时的主要问题，这样的高压很可能在车主或维修人员和织物座椅摩擦后再接触到汽车的金属部分产生。汽车中所有的电子模块都必需是防静电的，安装在发动机舱的模块必需能够承受其暴露的端子和火花线可能产生的电弧。

电子器件在汽车中最差的安装位置是发动机舱和发动机及传动系上，如图 4-50 所示。事实上，同时存在高温和振动的场合对所有工业都是最麻烦的。图 4-51 给出了汽车中电子器件，包括电力电子器件集成技术的发展过程，集成的最终目标是控制电子和执行器的集成，对外只留下电力和通信接口。在某些场合下，这一目标已经实现，例如集成电子油门控制已经将通信、控制和电力驱动器一起集成到了发动机油门上，这一产品目前已开始生产。

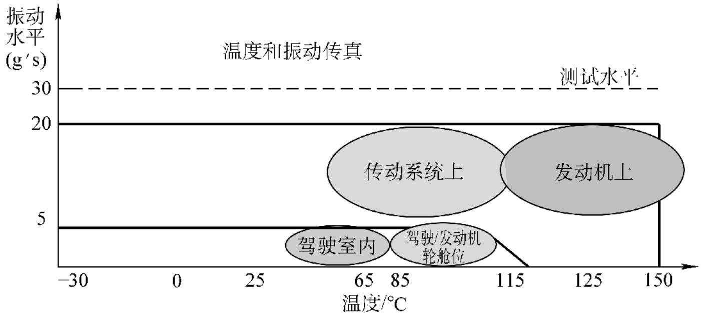


图 4-50　汽车环境条件

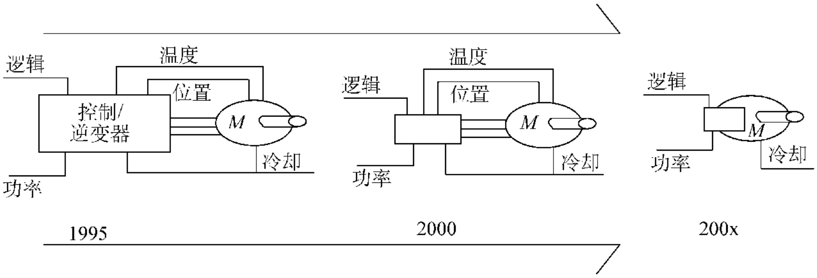


图 4-51　汽车电子集成技术的进展

如果不提存在振动情况下，由于热冲击和热循环导致的耐久性问题，则对汽车电子集成技术进行讨论是不完整的。热冲击是指温度循环测试，测试中，温度的变化率要大于或等于 10℃/min 。热循环测试则要求温度变化率一般小于 5℃/min 。热冲击造成的主要损害包括电路板开裂、陶瓷基片开裂以及内联系统损坏。如果模块工作于间歇低温的场合，受热冲击破坏最为严重。汽车系统中，芯片在低温且散热器热容量较小情况下，通过其的电能将带来很大的温度变化，进而对芯片造成过大的机械应力，这往往会导致材料疲劳进而导致彻底损坏。

因此，安装在发动机舱的电子器件一般紧贴在进气歧管上，这时因为进气歧管的热容量很大，其温度变化由于发动机冷却液的存在而变化很小。温度循环范围和变化速率对集成器件和模块破坏最大。

热循环实验一般在两个极端温度之间进行，即 −40 ～ +140℃ ，温度从一个极限变化到另外一个极限的时间是15min ，然后维持在极限温度15min 。热循环可用于评价集成器件的耐久性。从陶瓷基片到芯片散热再到硅片本身，热膨胀系数的不匹配，会导致集成器件由于机械力而扭曲变形。热循环会导致扭曲变形累计，最终导致应力疲劳损坏。焊接内联以及芯片粘贴方法上的疲劳损坏，主要和停留在极限温度从而导致蠕变的时间有关，这是因为在给定温度下应变能随时间的增长而增长。在温度的斜坡变化过程中，塑性变化明显，这时因为温度的变化率对变形的积累影响很大。由于温度循环导致的塑性和蠕变和循环关系很大，所以做温度循环实验时，最好能真实反映模块将要使用的环境的真实情况。

4.8 汽车的通信系统和无线技术

4.8.1 汽车内的网络的必要性

随着汽车工业的飞速发展，目前，高端电子产品在汽车内使用正成为一种必需，而不再是奢侈。汽车工业是顾客需求导向型的，随着时间的推移，顾客需要在车内有更多、更好、更方便功能。与此同时，计算机在解决现代汽车问题方面的应用也发展迅速，这不仅简化了原先的解决方案，使得采用集成方式满足顾客大量复杂功能需求成为现实。目前，电子设备的成本占到了制造汽车总成本的四分之一[47]。1977 年，平均每辆车配备大约 100 美元的电子设备，如今则增长到平均 1800 美元左右。图 4-52 给出了近年来汽车中配线长度的增长情况[48]。

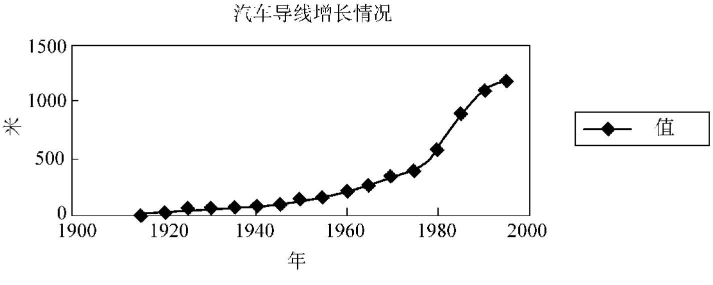


图 4-52 汽车导线的增长

由于电子设备的使用，把所有系统通过配线连接起来变得非常必要，而通

过将众多单系统所提供的服务集成起来，系统的功能性增加了。老的系统一般采用元件间的点对点连接，这会带来一系列问题，如接线复杂，线束重量大，同时可靠性和功能性也有所降低。现代系统中，所有的导线都连接到一个中央控制单元，使得系统更加可靠，功能更强。随着各种通信协议和总线结构的发展，配线变得更加简单。一些已有的协议，如线控，使用执行器和传感器提供反馈信息，而这些信息则用作执行各种调节的依据。这类系统的一个例子是线控转向轴。后面还将介绍线控系统的具体细节。

网络的应用不仅解决了传统配线的问题，而且还具有很好的可扩展性，将来可以在不对网络进行大规模改动的情况下增加新的功能部件。另外，不同网络间进行集成也是可行的，这能极大增加已有系统的功能。目前，数据传输速度根据网络的不同，从几千比特/秒到几兆比特/秒变化，因此可以利用这些表面看来十分简单的网络实现实时控制。不过，将网络用于汽车核心的安全系统尚需时日，这是因为任何一个网络错误都可能导致生命危险，这一点需特别注意。目前，网络已经用于汽车的很多地方，比如多媒体、车门、座椅调节和后备箱开启。

下面，将进一步研究一些已经投入使用的汽车网络，其中会介绍几家已经开发并使用了汽车网络的公司及其技术，一些实际应用案例也会给出。

4.8.2　控制器局域网

1983 年，德国的 Bosch 开始了一个内部研究项目，旨在开发一种车用网络，将所有的车载电子设备连在一起。1986 年，他们在世界汽车工程师会议上，第一次介绍了这种基于串行总线的 CAN 网络的概念。

CAN 协议是基于广播传输技术原理的，其本质是一种通信技术，被传输数据在网络中传输到包括其目的节点在内的所有网络节点。各个节点解析数据包并判断该数据是否是传给它们的，如果不是就丢弃，如果是，则下载数据并做相应处理。

CAN 的传输速度、数据长度以及事件触发机制，使得 CAN 非常普及。在 CAN 网络中，数据传输速度可高达 1Mbit/s，这对于要求延时短的实时控制非常有利，高速、低时延特性使得高效时间控制也成为可能。CAN 的数据帧很短，这使消息接收时延很短。

CAN 是基于事件触发机制的，这意味着只有某一事件发生时才传输数据。例如，当一个按钮被按下或者一个操作杆被推上时，数据才发送。这一特性，使总线上负载很小，进而使得网络带宽可被充分利用。

传输速度高、信息长度短的特点使 CAN 时延很低，因此可以用于对时延要求苛刻的控制系统。

值得注意的是，在网络中，寻址系统并不是基于各节点在网络中的物理地址的，网络中的传输是面向消息的。传输的每一个消息都被赋予一个特定的消息标示符，该标示符在整个网络中是独一无二的，否则网络将会被具有相同标示符的消息挤满，且节点也无法判断哪个消息是新的哪个是旧的。事实上，消息标示符不仅定义了消息的内容，而且还定义了消息的优先级。这个优先级在位一级被解析。每个消息标示符由一个二进制数构成，二进制数值越小，代表的信息优先级越高，反之亦然。消息标示符在定义优先级的同时，还包含了消息的内容。如果实现信息的传输，节点会把待发送信息以及该信息的专用标示符一起发送给它的CAN控制器，CAN控制器收到后调整数据结构使之成为一个可用于整个CAN网络的格式，然后发送到总线上。一旦发出以后，网络上所有其他节点都接收这一消息，如果该消息不是给它们的，将自动把消息丢弃。

4.8.2.1 CAN消息的格式

如图4-53所示，每一个CAN消息[49]由一个帧起始域开始，它标志着一个消息的开始。起始域之后是仲裁域。仲裁域包含了消息标示符和一个远程传输请求位，该请求位用于区分数据请求帧和数据帧。控制域在仲裁域之后，它包含了区别CAN帧和扩展CAN帧的必要信息。数据域在控制域之后，包含了8字节数据。循环冗余校验码CRC域用来检测消息中的错误，这是目前大多数网络用的检错方法。响应域由接收方使用，用来表示接收方已经正确接收了数据，据此，发送方也可知道接收方已成功接收数据。最后是帧尾域，其作用是数据结束标志，可以告诉所有的相关单元当前数据帧传输结束。

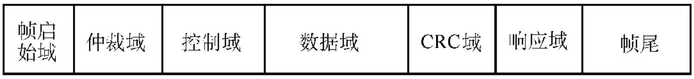


图4-53 CAN消息格式

4.8.2.2 CAN消息仲裁

CSMA/CD负责分配总线给不同的节点，它是载波监听多路访问/冲突检测（Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection）的缩写，是一种仲裁方法[50]。按照这个方法，想要传输的节点首先要“监听”总线以确定总线是否空闲。如果总线忙，节点就推迟传输时间。如果总线空闲，节点就开始传输数据。这能避免总线上数据包冲突。当然，这也将导致总线带宽的浪费。

节点之间优先级是根据节点传输的消息标示符判别的。节点不光传输标示符，还不停地监听总线状态。总线仲裁方法可以用下例说明。假设某一个节点的信息标示符为逻辑值“0”，另一个节点的信息标示符为“1”，前面已经提到拥有小二进制值的标识符优先级高，因此标示符为0的节点拥有高优先级，而标示符为1的节点优先级低，因而数据不能传输。同时，此时总线状态是“0”，这是因为位“0”代表显性位，“1”代表隐性位。当这个节点完成传输时，原来

1 标识符的节点试着获得总线的控制权，重新开始仲裁过程。

4.8.2.3　CAN 错误检测

错误检测和纠正是网络的重要部分。节点出错，传输通道出错，或者仅仅是环境噪声都可以造成网络错误。网络的容错能力各不相同，有些网络比别的网络容错能力更强。例如，简单连接几台电脑的网络，其容错能力就强于用于汽车内的网络。容错能力取决于网络的类型和网络的用途。网络中的错误可能是位一级的，也可能是帧一级的，幸运的是，两种错误 CAN 都可以处理[49]。CAN 协议可处理的主要错误有位错误、填充错误、CRC 错误、结构错误和应答错误。

当一个节点开始传输的时候，它要不断跟踪总线状态。如果一个节点传输一个 0，但在总线上被读成了 1，就产生了一个错误，这种错误被称作 bit 错误。

当数据域出现长序列相同位时，很多网络会采用一种被称作位填充的方法。在这个方法中，如果数据域中一个特定的位连续出现 5 次，那么在这个连续出现的相同的位的后面加上额外的位，这个位叫填充位，它和前 5 个相同的位相反。例如，如果一列连续 5 个 0 出现，这连续 5 个 0 后就要跟上一个 1。这个位告知接受者不用怀疑具有上述特性的数据列是否真的出现了，还可用于和主时钟同步。然而，有时这个填充位可能被破坏，成了和前面 5 个连续相同位一样的位，也就是说会出现连续 6 个相同的位。这种错误就叫做位填塞错误。

前面提到，循环冗余校验码 CRC 被用来检查发生在传输过程中的错误。接收者和传输者都保存有一个约定好的多项式 $P(x)$。传输者将这个将要被传输的数据代表为多项式 $G(x)$。然后，$G(x)$ 被 $P(x)$ 除。余数被放入帧内一起传输给接收者。然后，接收者做相同的除法来看是否得到相同的余数。如果余数不同，那么接收者就可以推断发生了错误。

当数据长度编码表明的数据大小和实际数据域中的数据大小不同时，就产生了一个结构错误。

当节点正确接收到消息后，它会将该数据的 ACK 域的值设为显性位。如果传输者没有在 ACK 区域检测到显性位，那么它就认为要么接收者没有正确接收到数据，要么 ACK 域被破坏了。

CAN 规范还详细介绍了“错误计数器”，错误计数器在硬件中实现。传输者和接收者各自有两个错误计数器。当检测到一个错误的时候，错误计数器的值增加 8，当一个消息被正确无误地传输后，错误计数器的值减少 1。在正常情况下，一个节点的错误量较少时，称其工作在错误有效状态。此时，如果检测到一个错误，节点会传输一个有效错误帧来指示该错误。一旦计数器的值达到了 128，这个节点就进去错误无效状态。计数器的值有上限，为 256。一旦计数器到达这个值，总线就进入总线关闭，停止所有传输，直到 CAN 控制器重启总线

后，才能再次开始传输。

CAN 控制器由以下部分组成：

1）CPU 接口逻辑处理总线上传输的数据；

2）比特流处理器处理缓存和总线之间的数据流；

3）错误管理逻辑与错误管理有关；

4）位定时逻辑负责比特流的同步；

5）传输—接收控制逻辑处理错误检测和纠正，数据传输、接收和仲裁；

6）消息缓存被用来存储将来要传输的消息。

CAN 控制器包括完全 CAN 和基本 CAN 两种。在完全 CAN 控制器中，缓存空间用于接收有特定标示符的消息。如果一个消息的标示符数字不是所要的，该消息就会被拒绝。在基本 CAN 中，所有的消息都被存储在缓存里，因此，要由软件决定是否接收这个消息。

为了简化和透明，CAN 协议由三层组成。其中，每一层都为其上层提供服务。协议的三个层分别是 CAN 目标层、CAN 传输层和 CAN 物理层，如图 4-54 所示。

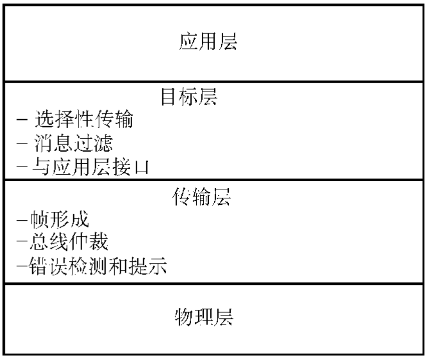


图 4-54　CAN 协议栈

应用层主要关注某一具体功能的实现问题，一般是基于硬件的。目标层用来处理和过滤消息，选择适当的消息进行传输，同时过滤掉不需要的消息。传输层负责诸如错误检测等功能，并且负责检测到错误后传输错误帧，同时还负责总线仲裁和帧形成的任务。物理层负责数据帧的传输。多家公司联合建立了物理层和应用层的标准，并写入了 CAN 2.0 规范之中。例如，使用的物理介质为 40m 长的双绞线。根据协议，CAN 可以最多使用 2032 个标示符。最近，在 CAN 基础上发展出了一种被称作 CANopen 新协议[50]，其基础是基本 CAN 应用层协议。通过这个协议，各种不同类型的设备得以互相通信，这要归功于一个叫 profiling 的程序。通过这个方法，我们得以将 CANopen 协议建立在别的协议之上。因此，实时数据传输和控制以及不同设备间的同步才变为可能。CANopen 协议包含了 ISO/OSI 模型的七层结构。因此，使用 CANopen 协议，我们就可以让运行不同协议的不同网络集成为一个网络。

CAN 网络的优点是速度快、时延短、灵活性和安全性高。讽刺的是，CAN 规范也造成了一些特定问题的存在。CAN 规则规定一个帧的最后 7 位应该为隐性位。就接收者而言，一个接收到的消息如果直到倒数第二位都没有错误发生

就将被认为是正确的。这样，最后一位就被完全无视了。因此，即使最后一位是显性位，这个消息也被认为是正确的。

CAN 网络的另一个问题是消息重复问题，当一个节点正确收到消息，而另一个节点没有正常收到这条消息时，此时，没有收到消息的节点会发送一个重传输请求给传输者，传输者会立刻响应。这时就会造成消息重复问题。

CAN 可通过多种方式用于汽车。在此，我们考虑 Jaguar 公司在运动型汽车 XK8 中使用 CAN 几种方式[51]。该车型中，CAN 的应用包括发动机控制单元、刹车防抱死系统、传输控制单元、仪表和驾驶员信息单元、J 门照明单元和内悬挂数据传送系统。

4.8.3　时间触发控制器局域网络（Time Triggered Controller Area Network，TTCAN）

通信协议可以被分成两大类：事件触发和时间触发。这两类方法在操作上有很大不同[52]。事件触发模式是一种异步模式，时间触发模式是一种同步模式。在事件触发模式中，当一个特定的事件发生时传输数据。例如，一个按钮被按下或者一个操作杆被推上。这里，在时间轴上，数据传输是随机发生的。然而，在时间触发模式下，数据传输发生在时间轴上的规定时间段。在这种模式下，所有的节点都是同步的且遵循一个主时钟，所以这些节点都有相同的时间。每一个节点都被分配有一段时间，只有在这个被分配的时间段中，该节点才可以传输。这有点类似于时分复用访问的机理。

之前提到，数据是随着时间的推进不断传输的，节点是如何得知什么时候可以开始传送数据呢？在静态方案中，节点被固定分配了一段时间。在时间触发 CAN 中，这个问题是通过采用参考帧解决的。通过标示符，可以将参考帧和其他帧明确区分开来。参考帧中有一位称为帧开始位的特殊位，接收到这个位就表示可以开始数据传输了。根据准则规定，TTCAN 有两层操作[54]。第一层利用参考帧保证时间触发机制得以执行，第二级保证网络中各个节点的时间同步。不同之处在于，第一层的参考帧携带有一个字节的控制信息，而第二级参考帧包含了四个字节的控制信息，另外的四个字节可被用于数据传输。

TTCAN 相比于 CAN 的一个优势是在它的每个操作循环中，TTCAN 既允许传输定期的时间触发消息又允许传输事件触发消息。TTCAN 会留出一定的时间段用于事件触发消息。例如，线控系统集成了用于执行严格实时控制功能的传感器和执行器，它就需要用 TTCAN。这样可以使网络行为具有可预测性，这一点十分重要，因为很多网络都是分布式结构的。一个分布式网络由许多小系统组成，这些小系统被组织成子网络，每个子网络可能使用不同的协议。因此，如果一个协议明确定义了传输步骤并且按照事先定义的时间段去执行，那么将

极大减小网络操作的复杂性，并能充分利用可用带宽。另外，此协议还可以减少 CAN 中用于仲裁所需的时间。同时也能防止低优先级的消息被长时间搁置不能传输的情况发生。

之前提到，TTCAN 的基本传输原理在于参考帧的使用。两个连续参考帧之间的时间差称为周期[53]。这一时间段被称为基本周期，基本周期被分为多个被称为是独立窗的时间段。数据传输就发生在每个独立窗之中。哪个节点在哪个独立窗里传输/接收消息是由系统分配引擎决定的。这些独立窗不仅支持时间触发消息，还允许事件触发消息，这是 TTCAN 的固有特点。这些独立窗可以有不同的长度和持续时间来适应不同的数据传输要求。一般而言，在一个基本周期中，要合理安排各个独立窗，以保证最大程度使用带宽。几个基本周期可以组成一个“矩阵周期”或者说是“矩阵系统”，如图 4-55 所示。

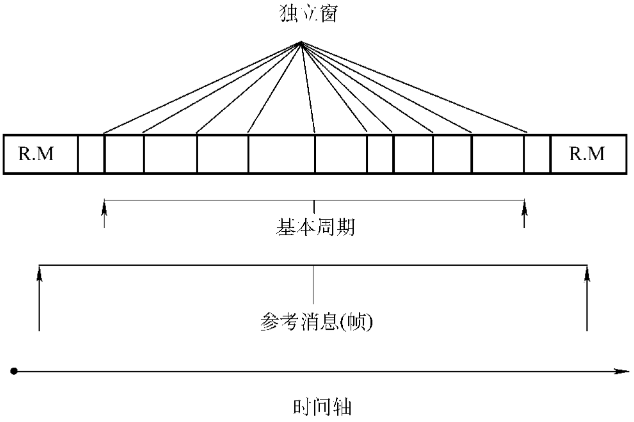


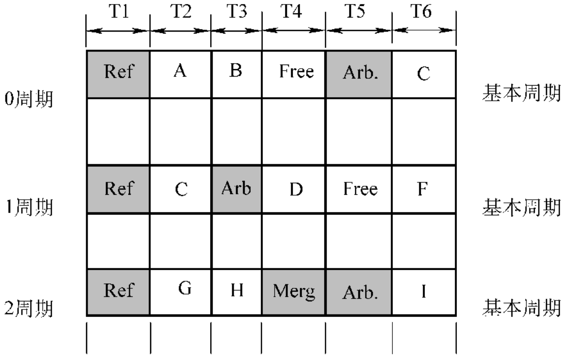
图 4-55 TTCAN 传输

之前提到，时间触发消息也可以在 TTCAN 中被传输。被称作“仲裁窗”的窗可以用于这种传输。在仲裁窗中，用位仲裁法决定哪个节点可以连接上总线。在仲裁窗中，可以传输复合消息。应用软件在此用来决定哪个消息被传送，哪个消息不被传送。损坏消息的自动重发是不可能的。另一个允许的特点是，在设计系统时，往往留出许多空白窗。这样，未来新的节点可以顺利集成进系统中而不造成很多麻烦。

和传统网络使用路线表不同，TTCAN 的节点只得到与自身相关的独特信息。提供的信息与该节点发送或接收数据的时间段相对应。由于节点不需要知道任何有关矩阵周期的信息，因此存储空间可以节省。

之前已经提过，几个基本周期组成一个矩阵周期。矩阵周期完全地描述了整个网络的传输计划。它定义了哪个节点在哪个给定的时间进行传输。这样，每个节点都知道什么时候轮到它传输，矩阵周期不断重复。图 4-56 表述了矩阵

周期的概念。



(T1,T2,T3,T4,T5,T6–传输周期)

图 4-56　TTCAN 系统的矩阵周期

每一个基本周期由几个独立窗和/或仲裁窗和自由窗组成。从图中可以看出，这种结构是高度队列化的。矩阵周期中的每一列叫做“传输列”。所有的属于某个传输列的窗长度相同。周期计数器用来表示目前基本周期的号码，每过去一个基本周期，周期计数器就加 1。

除了独立窗和仲裁窗之外，还有一种称为 Tx_使能的窗，该窗包含在独立窗和仲裁窗里。该窗用来告知节点它被安排开始传输的时间。这么做使得紧接着目前消息的下一个消息，可以不因为目前这个消息传输的延迟而延迟。Tx_使能窗的概念如图 4-57 所示。

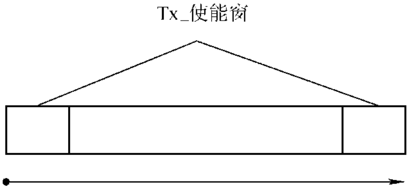


图 4-57　独立/仲裁窗

TTCAN 系统的另外一个特点就是两个仲裁窗可以合并成一个仲裁窗。然而，这种情形要遵循一个约束。合并的两个窗中原来的消息是完全相同的。

每一个独立窗和仲裁窗以时间标志标记其开始。开始一个即将用来传输的独立窗的时间标记被称作一个 Tx 触发器。它包含了以下部分：

1）指向将要被发送的那个特定消息的指针；

2）将要传输这个消息的基本周期；

3）传输发生所在的传输列；

4）必须进行重传的传输列中的位置。如果没有要求，这部分无效。

与此类似，将用于接收消息的窗的时间标记被称为 Rx_触发器。实际上，Rx_触发器和 Tx_触发器都是用于存储发送和接收消息的相关信息的介质。时间标记由一个基本标记和一个重复计数信息组成。基本标记跟在“节点传输/接收

消息所在的那个基本周期”后面的一个基本周期的编号。重复计数信息包含两个连续的传输或者接收所在基本周期之间的基本周期个数。

TTCAN 网络中任何网络动作所使用的时间单位被称作网络时间单位（NTU）。在第一层 TTCAN 中，NTU 可以是一个 CAN 位（CAN bit）所用的时间，在第二层 TTCAN 中，NTU 可以是几分之一秒。

一个消息状态计数器（MSC）连接每一个被传输或者接收的消息。消息错误会反映在 MSC 的增长上。当 MSC 的值达到了 7 或者两个 MSC 的值的差大于 2 时，节点就会置位一个错误标志。由于偏差的影响，节点可能会失去全局时间。因此，应该设计一些机制保证所有节点都同步于总时钟。

为了补偿时间上的漂移，每个节点都会测量该节点的本地时间。当一个主节点发送一个帧同步脉冲的时候，它也会发送它的全局时间值。节点在收到这个帧同步脉冲的时候，也捕获了包含其中的全局时间。这个节点接下来计算本地时间偏移，即用全局时间值和测量的本地时间相减。在下一个基本周期中，原本的全局时间会被修正，也就是说，全局时间值 = 本地时间 + 本地时间偏移。然而，每一个节点可能有和别的节点不同的时间漂移单位。为了补偿这个效应，我们使用了一个被称作时间单位率的单元。两个连续的帧同步脉冲的差被分别在本地和全局测量，这两个的商就是 TUR。

由于整个 TTCAN 的结构都取决于主节点的操作，主节点的安全操作就变得十分必要了。为保证这一点，我们给一对节点赋予了对应的标示符（identifier），并将它们作为备用主节点。如果一个备用主节点发现总线上没有信号流或者发现没有参考消息，那么它就传输自己的标识符并且扮演起主节点的角色，然后开始传输参考消息。如果它看到另一个主节点占据了主节点的角色，并且有更高的优先级，那么该节点就将自己同步于那个特定的参考消息。高带宽利用率，低抖动和延迟，更高的安全性、灵活性和动作的确定性是这种自动网络的主要优点。

总之，通过在 CAN 网络的协议堆栈中增加会话层，就已在 CAN 中实现时间触发模式，这个模式不仅灵活而且动作确定性强。这个事实未来会被诸如线控系统所开发。慢慢地，这种网络可能被用于现有的机械和/或液压后备系统上，以保证操作控制系统的绝对安全。

4.8.4 汽车工程师协会 J1850

由汽车工程师协会制定的 J1850 协议是一个标准的为汽车制定的协议。其主要优点是经济性好以及结构开放。这保证了它能够广泛地应用于各种汽车的制造过程。

SAE 将用于汽车的网络协议分了三类，A 类、B 类和 C 类。A 类网络数据

传输速度最大不超过 10kbit/s ，它基本上用于执行器和传感器。根据 SAE，B 类定义为，在这种系统中，数据在节点之间传输，来减少多余的传感器和其他系统单元。这种复用系统节点在传统布线的汽车中已经作为独立单元存在了。B 类网络可以完成 A 类网络的功能。B 类网络的数据传输速率大约为 100kbit/s 。它主要用于不需要实时控制的场合。J1850 协议就属此类。C 类数据传输速率大约为 1Mbit/s 。由于数据传输速率高，因此一般用于实时控制系统，CAN 就属于这一类。

另一个 J1850 协议的明显的优势是它没有“主从”结构，完全没有“主”的概念。总线接入方案事实上是一个载波监听多路访问/冲突检测方法（CSMA/CR）[56]。这意味着任何节点可以在它检测到总线上是空闲的时候传输。如果有冲突，仲裁机制将会决定哪个节点可以传输。这和用于 CAN 的标示符机制基本相同。竞争算法根据标示符的优先级分配总线的控制权给各个节点。如果同一时间有多个消息要被传播，算法将从所有的标示符中筛选出优先级最高的一个传输者，其他低优先级的就被制止传输。这个选出的传输者继续传输。传输者会收到它传输的消息，这么做是为了检查总线上的消息是否就是其传输的消息。一旦完成传输，它就交出总线控制权，然后别的传输者重新竞争总线控制权。采用这种开放架构，能使新增节点或移除节点时不需对网络进行大规模改造。由于 CSMA/CR 方案，总线接入、消息传输不会因为冲突而丢失。这样可以节省消息重传消耗的时间，所以具有更高的带宽利用率。

SAE J1850 协议在汽车上有两种使用方式：一个高速，41.6kbit/s ，双线 PWM 方式；二是，10.4kbit/s ，单线变脉宽调制（VPW ）方式。

这两种方法有很多区别，简单来说，其本质区别在于两种方式下，每一位对应的电压变化数量不同。PWM 方法使用两个电压转变表示一位，而 VPW 使用单个电压转变表示一位。顺便提一句，通用汽车开发了 VPW 方法。它根据四个特征来描述一个转变。这四个特征是：有效状态或无效状态以及长或短脉冲。VPW 调制采用一种独特的方法来表示位。在这个方法中，“1”并不是表示从低到高的转变，而是用总线保持某一特定电压持续的时间长短表示“1”或“0”。更具 VPW J1850 协议的定义，“1”表示总线保持高 64μs 或者低 128μs，“0”表示总线保持高 128μs 或者低 64μs 。高状态指 4.25 ~20V 电压，低指 0 ~3.5V 电压。

当一个节点要传输数据时，它首先检测总线。如果总线空闲，一般为低。要传输的节点既可以保持总线的低状态，也可以通过上拉晶体管将总线状态推高至高电压。如果有两个节点同时准备传输，其中一个节点保持总线为低状态，而另一个节点将要推高总线电压，则后者将获得总线控制权，其他节点需要延迟传输。

信号可通过复用技术传输。复用有两种，频分复用（FDM）和时分复用（TDM）。在 FDM 中，每一个传输者被分配一个特定频带，在 TDM 中，每一个传输者则需要在不同的时间段里传输。10.4kbit/s 模式用的就是可变时间 TDM。

由于 SAE J1850 协议中，总线访问采用 CSMA/CR，所以没有定义哪个节点在哪个固定时刻可以开始传输，总线只要空闲就能传输，因此，SAE J1850 里的数据传输是异步的。之前提到过，这个协议没有采用大多数协议使用的主从结构，而且，此协议中消息是广播的。这就意味着被传输的消息不仅会被网络中所有其他节点接收到，还会被传输者自己接收到，就像回音。这么做可以确认总线上当前的消息是否和传输者传输的消息一致。

想要传输的节点首先持续检测总线状态一段时间。如果总线显示空闲，就开始传输。如果总线忙，就等一段时间然后再次尝试传输。假设一个节点要以无效方式传输消息。如果没有竞争，则该节点可以继续传输消息。传输过程中，每一位都要被检测，来确保没有别的优先级更高的节点在传输，这种方式称为逐位仲裁，这一过程直到剩下一位时结束。在传输之前，如果另一个节点传输了一个有效符号，则原本传输无效信号的节点将失去总线控制权，并开始扮演接收者角色，这被称作仲裁失败。这正是这种仲裁方案被称作载波监听多路访问/冲突检测方法（Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection，CSMA/CR）的原因。所以被称作多路访问，是因为允许多个节点得到平等的访问总线的资格。

一旦节点传输结束，刚才失去控制权的节点再次尝试访问总线，所有的仲裁过程又重新开始。比别的节点在消息开头有更多有效信号的节点会更早得到总线控制权。然而，必须强调的是，由于总线访问的特性，不可能专门划出一段时间用来使某个节点传输或者接收，这一点和 TTCAN 不同。

图 4-58 给出了 SAE J1850 协议中的消息帧的格式。SOF 表示帧开始域，它出现在每一帧的开始。SOF 常常在总线中是一个持续 200μs 的高状态。随后是一个头部域，头部域包含了紧跟这消息后的消息的一些信息。例如，下一个消息的头包含了多少字节或者整个消息帧包含了多少字节。一般头部域从一字节到三字节不等。

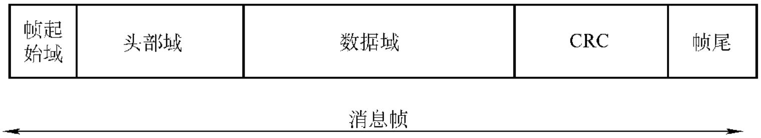


图 4-58　SAE J1850 消息格式

数据区域包含一系列的 0 和 1，这是存放待传输数据的地方。其长度在一个字节到十一个字节之间。然而，必须记住数据域和头部域都加在一起必需符合

J1850 协议对消息帧的格式要求。

在 CAN 和 TTCAN 中提到，CRC 表示循环冗余校验。这里整个消息被一个事先定好的多项式除，运算结果以补码形式附加到消息里一起传输。接收方做相同运算，如果没有错误，结果常常是一个定值（十六进制数 C4）[57]。

EOF 是文件结尾，用来告知接收者消息结束。接收者随后可以开始传输自己的消息，或者发送帧内响应信息 IFR。IFR 是接收者用于告知传输者消息已被正确接收的方法。EOF 在 J1850 协议中是持续 200μs 的低状态。图 4-59 给出了一个带有 IFR 的 SAE J1850 消息。

帧起始域	头部域	数据域	CRC	数据结束	可选IFR	可选CRC	帧尾

图 4-59　带 IFR 的 SAE J1850 消息

SAE J1850 参数

网络配线总长度限制在 40m，包括了 35m 的车上网络和 5m 的车外网络。配线在 10.4kbit/s 时是单股线，41.6kbit/s 时是双股线。单元或节点的最大数量，包括车外设备，是 32 个。这是在把节点看作具有 10.6kΩ 电阻和 470pF 电容的负载的假设下得到的。车外节点负载的最小电阻应该为 10.6kΩ，最大电容不应超过 500pF。另外，0 是显性信号，而 1 是隐性信号。在 10.4kbit/s 模式下，传输的脉冲是波浪形的，这种形状的好处是总线状态转换的边沿被圆化，消除了大量高频分量。表 4-3 给出了 VPW DC 参数。

表 4-3　VPW 直流参数

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位
输入高电压	V_{ih}	4.25	–	20.00	V
输入低电压	V_{il}	–	–	3.5	V
输出高电压	V_{oh}	6.25	–	8.0	V
输出低电压	V_{ol}	0.00	–	1.5	V
地偏移电压	V_{go}	0.00	–	2.0	V
网络电阻	R_{load}	315	–	1575	Ω
网络电容	C_{load}	2470	–	16544	pF
网络时间常数	T_{load}	–	–	5.2	μs
信号传输时间	T_t	–	–	18.0	μs
节点电阻（单位负载）	R_{ul}	–	10，60，0	–	Ω
节点电容（单位负载）	C_{ul}	–	470	–	pF
节点漏电流	I_{leak}	–	–	10	μA

4.8.5 IEEE1394 协议

IEEE1394 协议是为多媒体应用制订的标准数据通信协议。该协议的主要特色是能适应不同的网络节点数量以及能增加总线服务通信协议。物理层传输基于光纤，因此能用于要求高带宽传输的通信服务。这使得该协议可以为汽车提供所有的嵌入式解决方案。IEEE1394 协议提供的串行总线带宽通常为 2^i—98.304Mbit/s，其中 i 的值可以取 0、1、2、3、4、5[58]。

IEEE1394 和早期讨论的 SAE J1850 协议一样，通信时无需人为控制。然而，两者的相似仅限于此。IEEE1394 协议的重要特色是具有分布式结构。这意味着所有的网络节点能独自完成各自不同的功能。因此，当发生部分系统或者串行总线从网络上断开的情况时，子系统仍能独立完成剩余网络的功能。

如上文所述，IEEE1394 具有分布式的结构，管理功能交由各网络节点完成。协议栈由物理层、链路层、事务层以及串行数据管理层组成。每一层都有需要执行的服务程序和功能。图 4-60 描绘协议栈的这种结构。

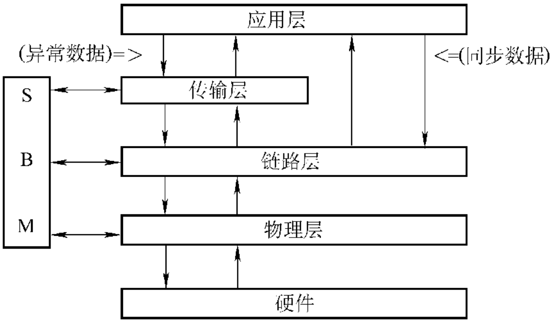


图 4-60 IEEE1394 协议栈结构

IEEE1394 支持两种类型的数据传输[59]：异步数据传输和同步数据传输。异步数据传输同其他一些协议，如 SAE J1850 提供的相似，主要用来保证数据传输的准确性。传输的信息是一些少量的、用来实现控制和设置目的的数据。

同步数据传输用来传输大量的数据。在这种传输方式中，可靠性不是主要的评判标准，速度和带宽才是主要的考虑因素。信息每 125μs 以报文的形式送出。视频流是这种传输方式的一种典型应用。

这些传输方式都用到了物理层和链路层。链路层的作用是寻址，数据校验以及报文分组和拼合。物理层主要将二进制数据转换成可以在信道里传输的电气信号，有时也需要仲裁多节点同时想要传输时的总线冲突。当进行等时数据传输时，数据直接送给数据链路层。异步数据传输时，就额外需要传输层来帮助传输。以报文形式传输的数据有一个报头，包括接收方地址和数据类型这些信息。数据校验以循环冗余检验（CRC）的方式实现。物理层、数据链路层以及

传输层以管理串行总线的串行总线管理（SBM）方式交换信息。对使用者来说，编写需要大量代码的服务程序比较困难，因此，为了使得程序编写更容易，IEEE1394 协议中另外有一个应用程序接口（API）层。同时，还规定了一个硬件抽象层（HAL），作用是让 API、事务层以及串行总线管理与链路层管理器间相互独立，以使各层能在不同的嵌入式系统中使用，如图 4-61 所示。

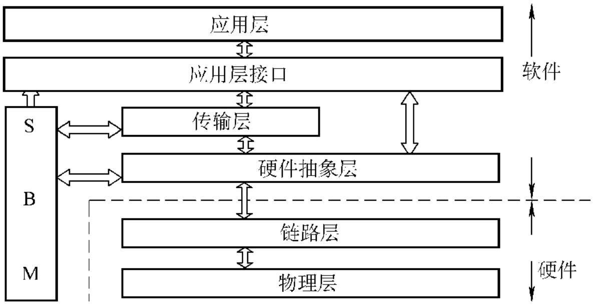


图 4-61　嵌入式系统的 IEEE1394 协议栈

寻址通过 64 位的寻址系统来完成[60]。64 位地址中的高 16 位代表了节点的 ID。其中 10 位作为总线 ID 保留。因此，最多可以有 1023 条总线。其他的 6 位代表总线的实际的物理地址，因此，每条总线上最多可容纳 63 个节点。剩余的 48 位作为存储空间的外部地址使用。

协议配置过程分为 3 步[61]：总线初始化、结构树辨识和自辨识。

IEEE1394 的一个特色是支持即插即用模式。当增加一个节点，网络就会重启。一旦发生重启，所有的节点开始重新自我辨识。因此，就会重新定义支路节点、根节点和叶节点。这个过程一旦结束，根节点会再分配所有其他节点的 ID。数据传输的间隔是 125μs。根节点会发出一个周期开始的报文来表示每一个数据传输周期的开始。

4.8.6　媒体导向系统传输（MOST）

媒体导向系统传输网络的发展源于对数据传输速率高、成本合算的对等系统的需求。MOST 网络对汽车环境下的多媒体应用必不可少。同时由于它的高效性，媒体导向系统也越来越多地被用于家庭网路中。物理层中光纤的使用确保了 MOST 网络在恶劣环境下的高可靠性。MOST 网络的特点是易于使用、成本低廉、同步和异步数据传输方式皆适用，灵活性高以及应用广泛。

上文已指出，MOST 网络是一种对等网络。这种点对点的网络连接可以通过环状、星形或者菊花链式拓扑结构的方式建立。任务管理可以采用两种途径：集中式管理途径和分散式途径。在集中式管理途径中，单个网络节点来处理所有管理任务。分散式途径则是管理任务被分配给所有的节点来完成。

MOST 网络由 MOST 连接，MOST 服务程序以及 MOST 系统设备组成。MOST 连接与启动阶段时设备间的连接建立有关，这个阶段也是所有设备分配设备地址的阶段，在这个阶段，所有节点间的同步通过接发脉冲来实现。

MOST 系统服务程序由低等级的服务程序组成。这些低等级的服务程序需要执行的功能包括数据路由、信道分配、故障检测以及延迟监测。

界面程序和基本的系统层服务程序补充了 MOST 网络服务程序，该程序主要是用来传输和接收数据以及提供使用不同网络管理功能的标准接口。

MOST 设备包括简单的显示器到复杂的应用设备。这些设备具有带宽分配以及数据分组和控制处理数据的能力。图 4-62 介绍了典型情况下 MOST 设备的应用。

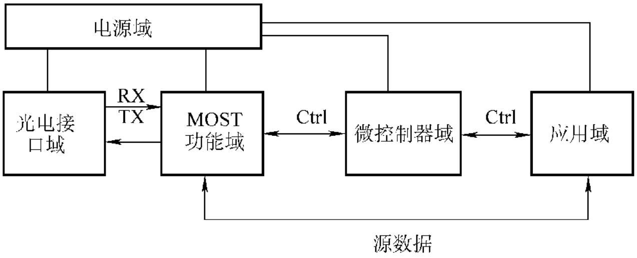


图 4-62　典型配置中的 MOST 设备

MOST 支持的数据类型是控制数据和突发数据。所有 MOST 网络上的数据传输都通过帧发生器或者定时主控产生同步数据帧来实现。每一个网路节点都有内部定时设备通过锁相环来锁定信号，通过锁定同步数据帧，节点能实现与定时主控的同步。

十六个数据帧组成一个数据块。每一个数据帧都由 5 部分组成。其中一些部分作为管理性数据保留。剩下的部分中，六十个字节被分配作为数据传输，两个字节作为控制信息。MOST 数据帧的结构如图 4-63 所示。

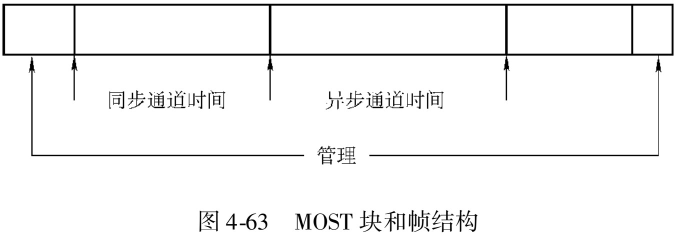


图 4-63　MOST 块和帧结构

MOST 网络使用光纤作为传输媒介。因此，网络可以适用于所有基于光纤的可能的复杂拓扑结构。这提供了增强的兼容性以及安全性，同时使得 MOST 网络支持即插即用模式。组成物理结构的信号通路包括接收数据和发送数据通道。其他可选的通路有电源、地和唤醒通道。正如名字所表示的一样，唤醒通道的

作用是为了唤醒休眠中的目标设备。

在该网络中，每一个网络节点都有一组需要执行的功能，其中最重要的是：

1）同步化；
2）数据流管理；
3）地址编码；
4）系统启动检测；
5）电源管理。

这些功能在每一个节点中都会被执行。同样，软件中要实现的功能也有一些非常重要，其中有：

1）物理寻址；
2）信道分配；
3）数据传输控制；
4）数据分组传输；
5）系统监控。

MOST 网络支持实时数据传输，因此能被应用于网络 CD 音频播放器、机顶盒和电视机中。现在的 MOST 技术支持超过 12 路音频通道同时传输未压缩的 CD 立体声，或是 12 路 MPEG 1 标准的音频传输，或是几路 MPEG 2 标准的音频传输。同样，该网络也能应用于家庭的网络多媒体，如多个房间的音频和视频设备。

4.8.7　X-By-Wire 技术

汽车工业经常要考虑的是安全性相关的问题，需要不断地开发新的设计方法来提高安全标准，如智能辅助驾驶。但是，这种系统需要由计算机来控制，以实现最大的效率。因此，原有的机械或者液压备份装置都要用电气/电子器件来代替。要实现这一步只有确定取代机械或者液压备份装置的系统是足够安全的才可以。X-By-Wire 线控系统就是其中之一。由奔驰公司、菲亚特公司、福特公司、沃尔沃公司、博世公司、Mecel 公司、Magneti Marelli 公司、瑞典查尔姆斯大学、维也纳理工学院等组成的协会在这个领域已经开展了研究工作。这种系统的应用包括线控转向系统和线控制动系统。图 4-64 举例说明 X-By-Wire 系统的一种典型应用。

系统由连接到电控单元（ECU）上的执行装置和传感器组成。传感器和执行装置是用来执行驾驶员的操作并将其反馈给 ECU。根据这些操作的结果，驾驶者可以采取合适的调整操作，这些调整被传递给执行装置来执行。进行的这些操作必须保证精确。如果传感器接收到的结果不精确，或是驾驶者对执行装置回应的操作没有精确地执行，会导致很严重的后果。采用这项技术的另一个

问题是大规模生产的经济可行性，此外，还有与这项技术相关的问题，如可靠性和易维护性。

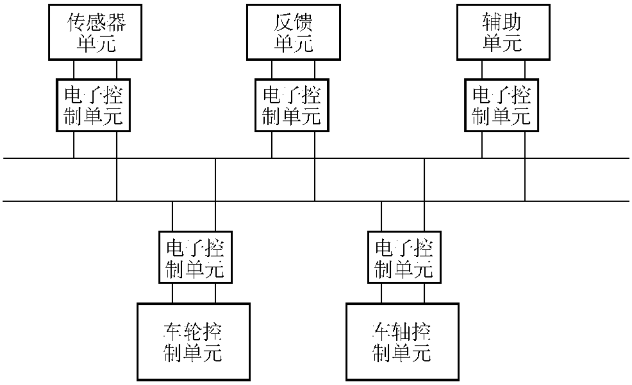


图 4-64　转向和制动系统的线控系统结构图

X-By-Wire 系统的整个结构是基于时间触发方式。所有的操作在指定的时刻被立即执行。时间被划分为相等的一个个时间段。在每一个时间段中，都分配了特定的任务需要执行。所有的节点都与全局时间相同步。这种同步通过主节点产生的同步脉冲传输实现。

在特定的时刻，传感器得到在总线上轮流传输的测量值。这些测量值被用来更新特定的变量，通过将新得到的值覆盖原有的值。然后这些新值再被用于控制程序中进行控制。

X-By-Wire 系统的一个主要特色是可结合性。这意味着无论子系统中具有什么特性，当各个子系统结合成一整体时，相同的特性可以提供一些功能和应用表现出来。

另外一个重要的特色是系统能处理一些错误，这些错误是在没有分配给节点的时间段中，节点想要通信造成的。这种节点被称为 Babbling Idiot 。这种错误在时间触发系统中可以被避免，因为哪一个节点应该在哪一个时间段内传输数据的信息已经知道。

总线访问由 TDMA 方式控制。系统采用广播类型拓扑。前文已经提到过，关于特定节点在特定时间段可以传输数据的信息已经保存在存储空间中，这些信息存储在每一个节点本地的空间里。每一个节点都应该会按照时间表指定的时间去传输数据。使用的这种协议就是事件触发协议/C 类（TTP/C）。

节点结构基于故障沉默模式来管理。这表示如果节点被检测到发生错误，它会被要求停止传输数据。这样可以保证错误节点不会影响到系统的正常性能。有时，两个节点会共同使用来提高容错性。如果一个节点因为出错被要求沉默，另一个节点在不出错的方式下可以继续执行分配的任务。

这项技术有很多显而易见的优点。首先，避免了使用复杂的电路来实现其他容错方式的必要。其次，与软件故障监测相结合，故障沉默结构能够应对所有可能出现的错误。第三，这种方式能通过试验来测试它的所有功能。

上文已经提过，每一个 ECU 都由传感器和执行装置组成。需要知道的是，在一个包含两个 ECU 的节点中，这两个 ECU 在操作执行时没有任何的不同。这也意味着每一个 ECU 会在公共总线中彼此交换传感器里的数据以使共同的操作被执行。另一种替代方法是使用传感器总线来代替公共系统总线。同样，如果采用数字传感器，每一个 ECU 中会有相同的值。如果两个 ECU 彼此远离，传感器会与最近的 ECU 相连接。另一方面，如果两个 ECU 离得很近，传感器会通过上文提到过的传感器总线与这两个 ECU 相连。

软件模块由两个层组成：系统软件层和应用程序层。系统软件层用来为应用程序层提供服务。服务程序如容错和错误检测在系统软件层面上执行。编写代码的语言是 ANSI C 子集，语言做了一些特定的修改，如去掉了容易产生错误的构造函数和增加了异常处理。有效的设计、更高的容错性、能被测试、易于同步是软件模块的主要优点。

由于这种系统的高效性和鲁棒性，能为驾驶者开发出驾驶辅助系统。同时能够淘汰当前的机械/液压后备系统。传感器和执行装置的结合可以使得与标准值间的偏差减为最小。因此，智能驾驶辅助系统能应运而生。

4.8.8　本地互联网

本地互联网（LIN）[64]是一种通信协议，已经在汽车中得到应用。该协议基于单主多从网络结构的 SCI（UART）数据传输形式。1998 年创建的，包括奥迪公司、宝马公司、克莱斯勒公司、沃尔沃公司、大众公司、VCT 公司和摩托罗拉公司在内的一个协会参与制定了该协议的规范。

LIN 的发展是基于对一种更加有效通信协议的需求，这种协议不仅要考虑通信规范的问题，也要考虑其他的（如信号传输、程序编写以及节点互连等）问题。该协议全面发展和综合了已有汽车协议。LIN 相比已有协议，如 CAN 协议的基本优势在于它的成本低廉。但是，这个优点也被它的一些内在缺陷所掩盖，如传输速率低、性能差以及单主机的拓扑结构。

该网路设计时有很多的准则没有被考虑。一些因素（如带宽、安全性、延迟、电磁干扰、容错率以及成本）之间应该找到一个平衡来使设计的网络满足这些要求。设计一个网络时，通常有两种方法可以采用。

一种方法是将传感器和执行装置当成一组装置与中央电控单元相连。各主电控单元通过 CAN 网络彼此连接。广泛的采用 CAN 网络可以使一对一的数据交换有更高的带宽。

另一种方法是完全摒弃一组装置的概念，所有的执行装置和传感器通过LIN的方式，与中央电控单元直接相连。这种方式的优点是可以随意改变网络的规模，当需要增加新的节点时，不需要对网路做太大的变动。

上文已经介绍过，LIN基于SCI（UART），网络具有单主多从的拓扑结构，所有的从节点都要完成发送和接收数据的工作。主节点，除了要发送和接收数据之外，还负责维持网络的同步。同步化是通过报文头的传输来实现的。报头由同步间隔，同步字以及报文标识符组成，报文标识符是节点用来识别报文是否与自己相关。每一个标示符都惟一对应一个节点，这样可以识别所发送的报文对本节点的含义。需要注意的是，报文标识符表示的是报文的内容而不是报文的目的地。一旦节点了解了待发送报文与自己相关，它会响应2、4或者8个字节的数据给主节点，其中包括1个字节的校验码。因此，一个报文帧由报文头和响应部分组成。

每一个报文帧由10位的字节场组成。10位中包括一位起始位，8位数据位以及一位停止位。报文帧由主节点发送的报文头和从节点的响应组成。报文头又由同步间隔场，同步场以及报文标识符场组成。每一个报文帧都基于8N1编码方式创建。同步间隔要求最小有13位，以确保同步化的需要。同步场由一串十六进制值为0x55的数据组成。使用这种同步方式，节点就不需要石英振荡器来进行时钟同步。LIN网络通常有两种水平的同步化：

未同步化：从节点时钟与主节点时钟相差小于15%。

同步化：从节点时钟与主节点时钟相差小于2%。

报文帧中有4位标识符保留作为其他特别的用途。这4位标识符中2位用于上传和下载。它们不同于一般数据帧的惟一之处，是在这些帧中用用户定义的命令信息取代了数据，如图4-65所示。

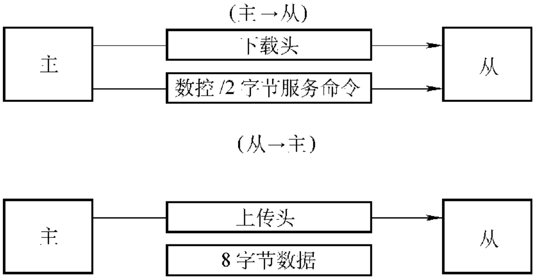


图4-65　用LIN标识符进行上传和下载

剩下的2个特殊标识符用来确保向上兼容以后版本的LIN协议。这些标识符称为扩展标识符。它们支持3种类型的通信模式：

1）单主节点对单从节点或多从节点；

2）从节点对主节点；

3）从节点对从节点——从节点间能互相通信而不需要通过主节点传输。

图 4-66 介绍了 LIN 协议的规范，其中包括：

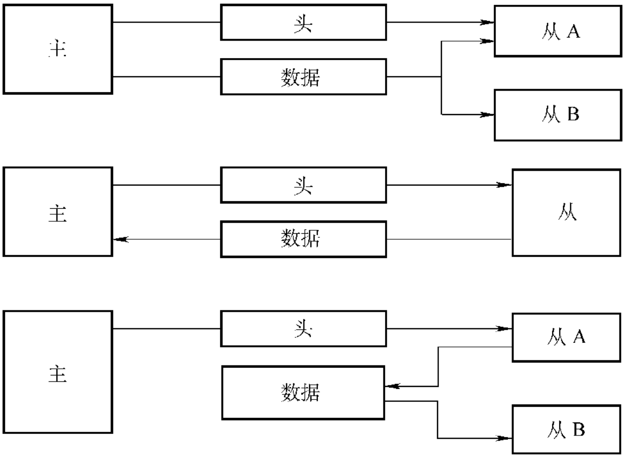


图 4-66　LIN 中的数据通信

1）媒体访问控制：单主控器；
2）典型总线传输速率：2.4~19.6kbit/s；
3）网络规模：2~10 个网络节点；
4）编码方式：NRZ 8N1（UART）；
5）数据/数据帧字节：2、4、8B；
6）错误检测：8 位校验码；
7）广播信息方式：6 位标识符；
8）通信速率：2.4、9.6、19.2kbit/s；
9）电压等级：13.5V；
10）信号变化速率：2V/μs；
11）主节点/从节点终端电阻：1kΩ/ 30kΩ；
12）主节点/从节点终端电容：220pF/2.2nF；
13）线电容：100~150pF。

单线路传输的优点是实现成本低，没有谐振。但是低带宽和单总线访问方式是其主要缺点。其应用包括：

1）车门控制；
2）车顶控制；
3）方向盘和驾驶杆；
4）座椅控制和取暖；
5）开关面板；

6）电机和传感器；

7）Smart viper motor；

8）远程控制的 RF 接收器。

4.8.9 蓝牙

蓝牙[66]是一种为打印机，掌上电脑和手机等小型设备互联而开发的无线通信标准。该标准最早由爱立信公司在 1994 年提出，后来一些公司如诺基亚、IBM、英特尔和东芝也加入其中进行研究，在 1998 年形成了后来众所周知的蓝牙特别兴趣小组（Bluetooth SIG）。现在，大约有 200 个公司成为了该组织的一员，进行与蓝牙相关产品的开发。

蓝牙是 21 世纪定义和规范最全面的技术之一，它的名称的起源最早可以追溯到 10 世纪。隆德，一个充满活力的瑞典南部小镇，1994 年在这里，瑞典手机巨头爱立信开始了蓝牙的革命。爱立信的早期研究所使用的设施都是依赖镇上的一所大学提供。

蓝牙的发现非常偶然。开始研究人员想将耳塞、耳机和手机通过无线的方式连接起来。后来为达到这些设备实现无线通信的目的，他们开发了一种小型芯片。蓝牙技术由此诞生了——一项开始只处于简单的实验阶段，现在蓝牙已经成为改变信息传输方式的领先技术。

蓝牙传输通过设备上的小型芯片实现，信号传输使用常用的短波无线信号。它建立了一种网络技术类型，即我们所知的“特定网络”（或称对等网络）。在这种对等网络中，所有接入的设备都是从节点或是主节点。这种被控和主控的形式即通常所说的 piconet（微微网），它表示由一个主节点和一个或者多个从节点所连接成的网络。从节点能接入任意数量的 piconet 网络。但是，一个主节点只能属于一个 piconet 网络。这种网络拓扑结构也被称为分散式网络。每一个 piconet 网络有它的边界。在两个连接的 piconet 网络之间，至少有一个作为网桥的从节点。每一个 piconet 网络都有其特有的传输频率，正因为 piconet 网络使用其特有的传输频率进行传输，所以每一个 piconet 网络能被用来传输的跳频模式所惟一识别。特定 piconet 网络的主节点决定跳频模式的方式。接下来，我们将会介绍蓝牙无线传输系统的细节信息。

4.8.9.1 蓝牙无线传输系统

蓝牙无线传输系统式蓝牙中最重要的部分。下文列出的无线传输系统的规范被用于世界范围内所有使用蓝牙技术的设备，这个标准是蓝牙技术联盟所建立。

1. 频谱范围

因为蓝牙使用无线通信模式，因此需要有支持的频段可以在世界范围内使

用以及对公众开放。最终，蓝牙采用了未被使用的 ISM（工业、科学、医疗）频段。这个频段的频率范围在美国是 2.4 ~ 2.83GHz 之间，在日本是 2.4 ~ 2.5GHz 。在世界不同地区对未管制的频段有不同的规定，但是这些频段都能确保公众自由的使用。

2. 多址方案

多址方式有大量广泛的应用。如频分多址（FDMA）、时分多址（TDMA），以及码分多址（CDMA）。使用 FDMA 的缺点是实施时会被产生的冲突限制，从而影响数据传输。FDMA 系统中的冲突是由于无法将频率分开造成。设计一个系统时，要求所有的设备对时间有相同的全局感。设想出现在一个给定区域内有大量设备的场景，要让所有设备都取相同的时间作为参考是不可能的。因此，在蓝牙系统中，跳频码分多址（FH-CDMA）方案被采用，其中 FH 表示快速跳频。这意味着在每一个传输时，都会从事先设定的一系列频率中选择一个不同的频率来进行。这有点类似于在频率之间“跳动”。使用 FH-CDMA 方式的优点是在任意的时刻，只有一小部分的带宽被使用，因此可以有效利用带宽以及避免干扰。

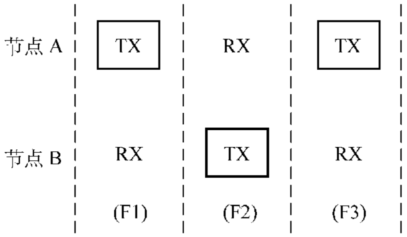


图 4-67　FH/TDD 通道示例

依照规范，在 ISM 频段中一共定义了 79 个可供“跳跃”的载频，它们彼此之间相差 1MHz 的频率。惟一的例外是法国和西班牙只定义了 23 个跳跃载频。信道有 625μs 的停留时间。伪随机码用来进行频率分配。特定 Piconet 网络中的主节点决定所使用伪随机码的序列，从节点根据主节点的识别信息来决定使用哪一个伪随机码。此外的一个特色是使用时分双工（TDD），这意味着对于一个节点，不管是主节点还是从节点，都能交替地发送和接收数据。这样可以有效地消除因为一个节点同时发送和接收数据所造成的冲突。图 4-67 用图例的方式描述了上文所解释的 TDD 的概念。

3. 介质访问方法

蓝牙技术已经发展成为可以实现同一区域内发生的不对等通信。随着一种应用于通信信道新的调制方法的出现，信道总传输速率已经接近 1Mbit/s 。因为最多可使用 79 种载频，因此整个系统的总传输速率可达到 79Mbit/s。但是，由于所使用的跳频间的非正交性（相互影响），实际可达到的数据传输速率少于 79Mbit/s 的理论值。

上文提到过，每个 piconet 网络有一个主节点和一个或者多个从节点。Piconet 信道通过主节点的识别和系统时钟来确定。任何想要连接到 piconet 网络上的

单元必须与系统的时钟同步。从节点可以属于一个或者多个 piconet 网络。但是，为了维持通信信道的有效利用，连接到单个 piconet 网络上的从节点数量被限制在 8 个以下。每次 piconet 网络建立时，跳频序列已经被确定。任何节点都可以作为主节点，这是对等网络的本质特征。但默认是将任意建立起 piconet 网络的节点作为主节点。

主节点的作用是管理信道中的通信。每个信道的停留时间被限制为 625μs，这个时间足够传输一个报文。当主节点想要向从节点传输数据时，所传输的数据中会包括从节点的地址信息。一旦从节点接收到这些信息，接下来主节点会轮询从节点是否有数据要发送。如果从节点有数据要返回给主节点，它会在紧跟主节点发送数据的下一个时间段发送数据。如果主节点没有任何数据要发送，它会轮询所有的从节点，去看是否这些从节点有数据需要发送。所有的这些工作会在一个时间段内完成。冲突的避免是通过采用不需要载波监听的 ALOHA 协议，也就是节点传输时不需要检测传输的报文是否与另一个报文冲突。

4. 蓝牙物理层

蓝牙的物理层支持两种类型的链接：同步面向连接（SCO ）和异步无连接（ACL）。SCO 链路用来作为主从节点间点对点的链接，而 ACL 链路用于单主多从节点间的单点对多点的链接。

5. 数据通信

蓝牙中的数据通信是基于报文。报文是将原始数据分组形成的小段数据。由于每个时间段的标准停留时间为 625μs，因此在一个时间段内，只能发送一个报文。标准蓝牙报文的组成形式如图 4-68 所示。

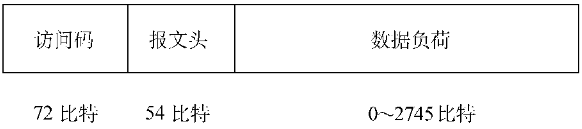


图 4-68　蓝牙报文格式

其中访问码包括特定 piconet 网络主节点的识别信息。当从节点收到一个报文时，它会将访问码与期望码进行校验。如果访问码匹配，那说明报文来自的主节点与从节点在同一个 piconet 网络中。相反如果不相同，报文就不会被收到报文的从节点接收。通过这种方式，能够阻止从节点接收那些不是发送给自己的报文。

报文头包括 3 位的从节点地址，1 位自动重传请求（ARQ）方式下的 ACK/NACK 应答位，4 位定义 16 种数据负荷的报文定义位，以及 8 位用于循环冗余检验方式的报头错误码（HEC），四种控制报文定义如下：

1）ID 报文——只由访问码组成；

2）空报文——包括访问码和数据负荷信息，用来传输链接控制信息；

3）轮询报文——主节点用来查询从节点相关信息；

4）FHS 报文——用于同步。

异步链路支持报文执行或者不执行 2/3 FEC 技术，这种链路支持 723.2 kbit/s 的数据传输速率。同步链路在全双工模式下支持64 kbit/s 的传输速率。前文提到过，节点会在传输和接收模式下选择性地切换，切换的时间差约为200μs。在这个时间段中，定义了数据负荷的可变范围，也允许对数据负荷进行处理。

6. 调制方式

蓝牙采用高斯频移键控（FSK）调制，其中调制标称调制指数“k”等于0.3。二进制的“1”表示频率的正偏差，二进制“0”表示频率负偏差。采用这种调制方式的优点是能使用低成本的无线单元。

7. 连接的建立

对等网络的重点之一是连接的建立。如何将节点间彼此连接起来？如何让一个网络中的节点彼此查找到对方？连接建立的过程就是要解决这些问题。蓝牙协议中定义了三种服务类型：扫描、广播、查询。

当一个蓝牙模块长时间处于空闲状态时，它会进入休眠模式。但在休眠模式中，模块会被周期性地唤醒一次，以检查是否有其他模块想要与它通信，这些通过滑差相关器校验基于识别信息的访问码来实现。操作窗口被设置为10ms 检查一次，模块以不同的频率扫描以检查是否有任意频率下传输的访问码。模块会预先设定32 个跳跃频率。这32 个频率是惟一且互不相同，分布在60MHz 到80MHz 的频段内。分页单元以这32 种频率中的16 种来传输相同的访问码，时间间隔是1.25ms 。在10ms 的时间中，访问码以16 种不同的频率被送出。如果单元没有接收到目标设备的任何响应，它会以另外16 种频率继续发送访问码。这里已经假定分页设备知道目标设备的跳频和访问码。一旦目标设备被唤醒并且开始广播，它会通过发送它的访问码对分页单元进行应答。分页设备则会回送一个前面介绍的FHS 报文，来同步自己与设备间的时钟。查询服务是被用于当分页设备不知道想要唤醒设备的访问码时。它会广播查询信息，则所有的节点会发送回它们的地址和时钟信息。通过这些信息，分页设备可以了解哪些单元是在自己的网络范围中以及它们的特性。一旦这些知道后，分页设备就可以向目标设备发送FHS 报文。

8. 错误码

蓝牙采用前向纠错（FEC）方式以及重传机制。蓝牙中所采用的两种不同的FEC 是1/3 编码率FEC 编码和2/3 编码率FEC 编码。1/3 FEC 编码本质区别是使用3 位重复码来进行纠错，而2/3FEC 编码使用的是缩短后的汉明纠错码。

为了实现重传，采用自动重传请求机制。当一个节点发现刚接收到的信息有误时，它会向发送方发送一个否定应答信号（ACK）。蓝牙中采用的这种重传机制和其他的 ARQ 机制的区别在于，NACK 是在接收到数据后紧跟着的下一个时间段里被发送。

9. 电源管理

当我们介绍电源管理时，要考虑两个主要的问题：信号传输时消耗的功率以及模块空闲时消耗的功率。通常，蓝牙方式下信号传输时消耗的功率为 0dBm（分贝毫瓦，1dBm = 1mW）。但是，功率也会高达至 20dBm 。使用能耗等级 0dBm 的优点是此时产生的干扰最小。当使用的功率等级为 20dBm 时，一项基于电源控制机制，被称作接收信号强度指示（RSSI ） 的技术就会被使用。这项技术使用时需要将接收信号的功率与测量到的干扰进行比较，通过补偿传输过程中的损失和衰减来实现。

当模块处于空闲状态时，需要确保它流过尽可能少的电流，只是足够满足扫描和监听信道中识别码。通常这种情况下，工作周期占空比低于 1% 。但是，在另一种被定义为 PARK 的状态下，占空比比空闲状态下的占空比还要低。在这种状态下，节点大约每 126μs 监听一次识别码和数据负荷。然而，要进入 PARK 状态，节点首先要接入一个 piconet 网络中。另外还定义了一种被称为 SNIFF 的状态。在这种状态下，从节点以最大的时间间隔扫描一次而不是在每一个主从周期内扫描一次。

10. 安全性

蓝牙中传输数据被所采用的调制方式所保护：扩展扩频技术以及它非常小的传输范围（约为 10m）。除此之外，也提供了其他一些安全特色，如验证和加密。蓝牙网络可以提供 3 种等级的安全性措施[69]：

无安全保护：这种模式下没有验证和加密功能。

程序等级的安全措施：L2CAP 信道建立后，能提供 3 种安全服务程序。这些程序可以用来限制对设备和服务的访问。

链路层安全措施：这种保护在 LMP 建立链接后提供。这项技术在一组设备间采用 128 位的密钥，当这些设备想要通信时，它们使用密钥来检查是否对方是否真的是所要通信的设备。

4.8.9.2　蓝牙协议栈

蓝牙协议栈中所使用的协议包括其他堆栈中使用的部分标准协议，以及专为蓝牙而开发的一些协议。图 4-69 描述了蓝牙协议栈，其中各种层的介绍如下：

无线连接（RF）层：这个层规定了接收方和传输方的特性以及无线模块的其他细节；

基带层：该层处理数据的分组和重组以及加密，也决定频率跳跃的方式。

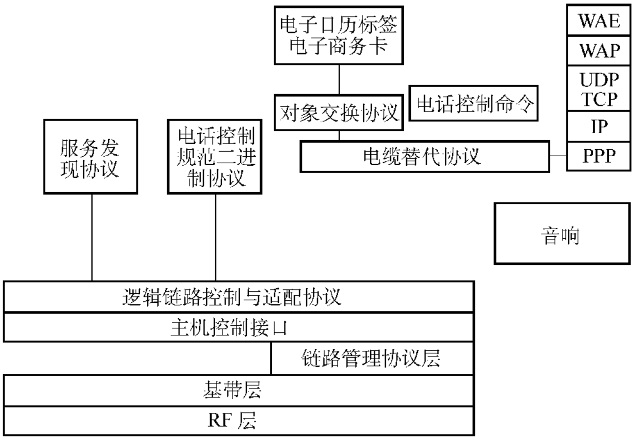


图 4-69　蓝牙协议栈

链路管理层（LMP）：如名字所暗示的那样，它是用来进行链路的管理。一些事件如信号滤波、链路上传输时序控制、电源管理都由 LMP 进行处理。

逻辑链路控制与适配协议（L2CAP）：该层负责进行分割和重组，以及更高等级协议层的多路传输。

服务发现协议（SDP）：该协议用来发现在相同环境下其他蓝牙设备所提供的服务，同时在需要的情况下，连接两台蓝牙设备，并且提供一些服务。

其他协议：蓝牙也提供一系列其他的协议，如 RFCOMM、TCS、HTTP 以及 FTP 。

在这些协议中，人们对 SDP 进行了大量的研究[71]，因为它是蓝牙网络中非常重要的部分。蓝牙中的 SDP 使用全局惟一标识符（UUID），这是分配给设备的一个 128 位数字。蓝牙设备通过服务发现请求得到它想要服务的 UUID 。但是在一些情况下，仅仅只有 UUID 还不够。为了满足模糊的服务请求，除了服务请求之外，还需要特定的语法，以使在精确的服务没有找到时，可以找到一些与请求属性匹配的服务替代。无论应用在大的区域（如超市）或是小的领域（如手机）上，SDP 都非常重要。随着模糊 SDP 技术的发展，出现了需要考虑蓝牙节点移动性的问题。

防止处于高速运动中的设备数据传输时出现数据丢失，Aman Kansal 和 Uday B Desai[72]提出了一种解决方案。想象一个场景：一个带有蓝牙设备的人在超市中购物，想要在他的蓝牙设备中显示超市里特定商品的信息。同时，假设超市各个地方都安装有蓝牙设备的网络接入点。如果这个人坐在一辆小型 golf 车中快速移动，在一个时刻某个接入点可以向蓝牙设备中传输数据，而一旦他/她远离这个接入点后，设备就需要重新连接到最近的一个接入点。这个过程就是我们所说的“交接”。通常，用于蓝牙中的蜂窝 IP 支持移动连接。但是缺点是

“交接”的过程需要5s左右。上文提到的作者开发了一种被称为毗邻传递协议（NHP）的技术，这种技术使用不断扫描寻找设备的“入口点”。一旦锁定一台设备，它会获取该设备的地址和时钟信息，然后将这些信息传递给最邻近的接入点。这个接入点会继续与设备通信。使用这种技术的优点是防止了交接过程中的数据损失，同时察觉连接丢失的过程变得更快。交接过程中的延迟减小到1.28s左右。因此，NHP的性能至少优于蓝牙PAC技术的4倍以上。而且，发现连接丢失的时间在最坏的情况下，只有大约50ms 。因此采用这种新技术，在快速交接的保证下，蓝牙设备中的数据程序可以更好地运行，而不需要担心数据丢失。

再考虑另外一种情况。假设一个驾驶者开车经过一个相对陌生的地方。他/她想要获得这个地方内所有餐馆的信息。如果汽车配备了蓝牙设备，这个设备可以从最邻近的蓝牙接入站获得这些信息。一般认为汽车运行时，蓝牙接入站静止不动。但是，数据传输也有可能发生在两台运动的汽车中。一方不得不考虑一些因素，如信号衰减、信号丢失、多径和多普勒效应。一些实验来测试在静止设备不同范围的情况下，汽车中的蓝牙设备连接所花费的时间[73]。第一种和第二种情况里网络的实验都是在户外自然情况下进行。第一种情况下网络的蓝牙标称使用范围是100m，第二种情况下为10m。表4-4 给出了范围试验测试结果。

表4-4　蓝牙范围测试结果

	最大距离/m	典型距离/m
Class 1	250	100
Class 2	122	10

根据这些结果，可以重新计算出带蓝牙设备的汽车速度。结果见表4-5 所示。

表4-5　汽车的重新计算速度

汽车速度/（km/h）	范围内最大时间/s
20	90.00
40	45.00
60	30.00
80	13.50
100	18.00

4.8.9.3　蓝牙基带模型

蓝牙基带模型是通信的核心。模块的功能随着应用的不同而有所不同。简单应用可以运行在基带处理器中，而复杂的应用要运行在主处理器中。因此，这个模块必须可以十分弹性地用于共享负载；它必须能够在任何时间接受任何

负载。在设计一个单元的时候，必须把高效率地使用资源作为首要考虑的要素。我们现在已经发展了几种单元，但是它们需要的硬件资源实在太大，这点影响了这些单元的使用。所有的功能都在这个硬件块中实现而不是在微控制器里，这就导致了微控制器的浪费。因此，就产生了一个不那么高效率的单元。然而，为了提高单元的效率[74]，就移植了很多功能给微控制器，同时硬件块只用于那些必须用这些硬件的功能。图 4-70 给出了单元的基本的框图。

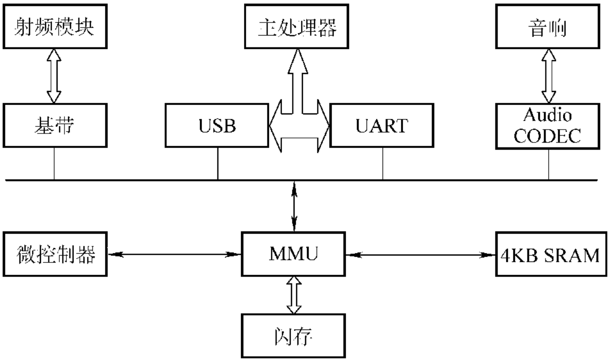


图 4-70　蓝牙基带模块

微控制器用来控制其他的单元和控制一些连接控制协议。基带单元被用来加密和解密比特流和控制 RF 模块。USB 和 UART 模块用于主节点控制接口和物理层。音频 CODEC（audio CODEC），就像其名字一样，用来音频的加密和解密并支持 A-law 和 U-law 方案。

4.8.9.4　汽车中的蓝牙

在现今的世界里，没有什么长久存在，汽车工业就是一个例子。汽车工业正在快速变成一个高端电子产品的饲养场。在这里，汽车的制造使用了最先进的电子技术来为消费者提供精细的特征。由于这个原因，制造商必须解决源于电子器件布线的问题，例如，网络、能量效率、重量、缩减空间和集成线路的困难。有很大一块汽车网络反应了这个明确的、功能化的和经济的瓶颈。高带宽网络用于汽车多媒体应用，这里成本是不关键的。可靠的、反应灵敏的网络才是那些诸如“传输控制”和“汽车动力”之类的实时应用控制的关键。蓝牙不仅用来控制这种应用，它还用与多媒体器件的网络。卖家已经预想了一种方案，在这种方案中，我们可以从 PDA 得到数据，还可以控制那些用于汽车中的多媒体的操作，通过一个有蓝牙功能的蜂窝式无线通信电话[75]。用语音辨识的应用也可以加载到一些网上银行和网上购物的应用中。这个也可以使用蓝牙技术。因此，使用这个技术可以使得汽车能够作为一个移动办公室。之前已经提到，有很多应用可以用在汽车里。每个应用需要一个不同种类的专门用于这个应用的网络。原因是每个应用可能要不同的带宽、安全性、可靠性等。图 4-71

展示了车用网络的种类。

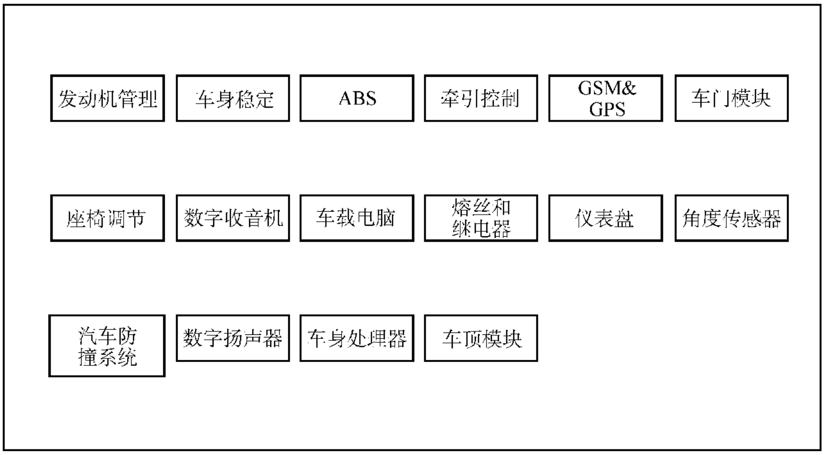


图 4-71　需要网络的电子设备

网络种类的定义见表 4-6 。

表 4-6　汽车中的各种网络种类

网络分类	传输速度	应用
A 类	<10kbit/s（低速）	方便应用（行李箱盖开启、电动镜调节）
B 类	10～125kbit/s（中速）	一般信息传输（仪器、电动车窗）
C 类	124kbit/s～1Mbit/s（高速）	实时控制（动力系、汽车动态）
D 类	>1Mbit/s	多媒体应用（因特网、数字电视、线控应用）

然而，随着无线技术的改进，汽车不再是互相孤立的系统，因为与车外世界的联系使能了一些新的应用。汽车能够利用各种不同的车外的通信网络，将之用于车内应用的通信服务中，这就引入了蓝牙的功能。对于移动环境（比如汽车）来说，现有网络的问题是有太多相关的网络，每个都有不同的数据传输速率和特性，以至于非常难集成不同的应用进入一个共同的网络。用了蓝牙，我们就可能集成不同的网络在一个蓝牙提供的骨干中。这就可以产生一些新的应用。比如，一个像汽车这样的移动环境就能够转化为一个移动办公室，在这里可以做一些办公室的工作，比如 e-mail 、文件传输等。或者一个小型剧场，这里一个车载迷你屏幕能够放正在广播的电影，只要触摸一下按钮板上的按钮，这个就像是一个无线远程控制。或者它还可以成为一些简单的应用，类似于开

车时浏览因特网或者网上预订机票，可能性是非常巨大的。还有就是这个技术的效率。有这么多装置通过电波连接还有这么多的应用，有效率地使用带宽和安全性等问题就是亟待解决的了。在这个平台上必须要提到的是蓝牙一开始用于安全无保障的应用，例如，通信和信息娱乐应用或者一些事关交换纯粹的汽车特殊信息（电子装置的控制和状态数据）。在车里，蓝牙允许这样的无线连接：不同的汽车嵌入电子装置（例如控制板和耳机）和其他的汽车嵌入电子装置间的连接。但是，除了取代车内装置间的连线的作用外，蓝牙在汽车工业的使用还保证了无线装置（例如移动电话和 PDA ）和汽车嵌入装置（例如车载导航系统，车载无线电和汽车嵌入电话）间的互动能力。这里的主要原则是允许装置之间合作和共享资源，还有一个原则是通过移动设备随时接入汽车嵌入系统。这个要使用中央控制单元 CCU 的方法[79]。除了控制不同的车载装置外，蓝牙可以用于车—车通信以及别的在汽车周围的同时可以使用蓝牙的装置间的通信。汽车和静止设备间的的数据交换为各种特殊应用方案提供了一个基础。这些特殊应用方案包括在指定的接入点接入交通信息或者电子商贸应用，或者为车上的电子系统下载软件。下面列举了一些在不久的将来蓝牙的应用[77]。

1. 任何时间提供信息

通过这种信息服务，使用者可以通过广播接收数据。这类服务最大的优点在是它们“永远在线”，也就是说，这种服务不会有“接入错误”。而且，数据传送带允许在任何时间开始接收信息。我们可以在一个很大的区域内也可以只在一个限定的区域内提供某一个特定的广播服务，这取决于其作用范围。用这种方式，我们就很容易根据行驶路线来作出调整。接收到的信息可以立刻被显示或者可以缓存起来供以后重拾。广播服务还可以包括本地天气预报、本地交通状况更新，或者广告，例如正在上映的电影的预告片。当然还有娱乐服务，例如播放电视节目（给后排的乘客）。

2. 消息推出

消息推出和广播的主要区别是“推出”的服务必须征得使用者的同意。个人传真的通知，股票市场的报告，或者车上某软件的更新都是需要消息推出服务的应用。这种个性化的实现需要专门针对个人用户和设备的解决机制。

3. 数据更新

如果我们要得到汽车系统中非即时的信息或是不会自动传输的信息，我们就需要建立一个双方向的无线连接。数据更新可能意味着宽带应用，比如，多媒体展示目的地外观的视频数据流。另外，导航系统请求得到路径信息。无线接入 CD 识别系统就是一个很方便的低带宽服务的例子。这个服务的功能是自动从因特网数据库下载一个 CD 的曲目标题。在大多数的应用中，数据更新都有不对称的特点。

4. 明文接入因特网

“明文 IP 连接”可以使得汽车成为因特网的一部分。例如，商务人士需要能够使用移动办公应用程序，例如电子邮件，来连接他们公司的网络。

5. 电话通信服务

目前的蜂窝系统电话通信服务（实时会话服务）也必须被集成，成为基于汽车的服务的一部分。电话通信服务将会不仅综合了常见的声音电话，还会有宽带交流服务，例如多媒体视频会议。我们已经对所有这些服务类型在非车用领域内耳熟能详了。然而，将它们用在汽车这样的环境中会需要一些特别的技巧。除了物理的通信设施的建设，这些服务还需要作出一些调整，使之适应汽车这样的环境。车用应用程序基本上都有变化很大的用户。例如，轮流的司机和不同的乘客，他们还使用不同的终端设备，特别是在公司车队和租赁汽车的时候。此时，服务还要考虑到用户的概况并且提供其各种存储和更新的可能性。更进一步，当我们执行一个服务的时候，特定的驾驶状况（速度、交通、时间和总体驾驶表现）也必须考虑在内。这些服务因此应该考虑到当前的环境。而且，对于服务提供商来说，定位是一个非常重要的因素。

6. 汽车生产

在汽车生产系统中，流水线上的最后一步是下载大量软件。这是一个蓝牙已经投入使用的应用[80]。一个蓝牙基站连接产品现场总线。当线上的汽车连接上了蓝牙基站，基站上传它的系列号。生产计算机就会通过基站的现场总线下载软件给基站，然后基站上传这些软件给汽车。然而，在这个应用中别的支持蓝牙的设备不可以连接到其中。

7. 汽车诊断

可能用于汽车工业的第一个蓝牙技术就是为汽车诊断[81]。这里，无需器件间电气意义上的连接，工厂就可以检测汽车设备并进行诊断试验。这种应用的软件还可以从任何可用蓝牙的站点下载到汽车里。

8. 通行费付费

蓝牙可以加强已有的通行费自动付费方法，还有助于这类系统的广泛而又标准化地应用。当一个汽车已经包含了一个蓝牙应答装置的时候，我们所需要做的就是为这个系统软件更新，这个可以通过以上提及的方法来实现。当这个系统软件更新了之后，各种其他的应用程序也可以像停车计费系统那样运行起来。

9. 加油站

在加油站中，我们可以想象这样一个有趣的蓝牙应用。在这里，汽车的样式，就像它的油箱容量和一些别的特征那样，可以被下载到一个智能附件中去。加油站接下来就可以将特定的参数（例如油压和胎压）传输给驾驶员，同时提

供特定的建议。简单来说，它可以提供给驾驶员一些他需要用到的特殊的服务。

10. 非安全关键控制系统

蓝牙可以用于控制网络，以提供各种非安全关键设备，如尾箱、座位移动、车门模块和雨传感器等等。另外，借助蓝牙技术，连接可移动接口的电缆可以被替换。这些接口包括了车盖、后备箱、车门、方向盘、车轮和车架。此外，像仪表板那些复杂的界面可以被淘汰，可定制的用户界面也将不是梦想。

11. 车内通信

在车内会有一个主机设备，这个主机设备（例如导航系统）会对于驾驶员非常有帮助。汽车驾驶员喜欢带上他/她的移动设备并且将之连接上汽车网络。例如，PDA 中可能存有一个商业合作伙伴的地址。将这个地址输入导航系统，系统就可以根据刚下载的天气和交通情况建议使用最短时间的行驶路线。同样的，声音系统和电影屏幕可以用于各种应用程序。

蓝牙技术用于车内网络有很多优势。这些优势事关电缆取代、无缝链接、移动性和设计事宜。

用了蓝牙技术之后，电缆能够被取代，这就能极大地减轻车的重量。这样，反过来，将导致一些诸如燃油经济性和排放等的因素的改进。

以前需要电线来互相连接的装置现在可以用无线连接来互相通信，不需要在它们之间架设电缆。而且，装置互相的连接不仅可以在同一个子系统中，还可以在属于同一辆车但是不同子系统的装置中。这个就提够了一个装置间的无缝链接。

使用者还可以将自己的移动设备加到汽车网络中去，这个技术将会给“移动性”的定义增加新的度量。当驾驶汽车的时候，蓝牙能够下载需要的信息，比如说最近的加油站或是最近的餐厅。这个对于行驶在不熟悉的道路上的人十分有用。

由于蓝牙是一个无线的通信系统，它就能十分简单地具有高弹性和可改进性[82]。增加和去除节点的操作完全没有任何困难。

尽管蓝牙是一个多功能的极数，但是它也有它的局限。一些固有的缺点使得这项技术的应用变得有些困难。现在，我们将要考虑一些它的局限。

在一个基本上时时刻刻都有数据传输的环境里，私密性是首先要考虑的。在上面谈到的应用中，我们不妨举这样的一个例子：PDA 通信和车载导航系统。PDA 中的数据传输到一个汽车上的电子器件中去是做得到的。在这个场景中，几乎每一个人都可以得到数据。这个问题可以通过下面方法解决。如果任何蓝牙设备，在我们的例子中是 PDA，有一个地址，这个地址就像电脑连接因特网中的 IP 地址一样，使用者就可以增加这个地址到需要的那个环境里，这样各个装置就知道它们在和一个合法的装置通信。

由于这个技术涉及很多电子设备，我们必须考虑操作环境的因素。装置都要受制于下列因素：各种机械振动、从 $-40 \sim 80$℃变化的温度、溅落的汽油和水、潜在的误连线可能导致一些关键系统的短路、负载跃变、起动突变、电磁场和电压毛庇（voltage spike，尖状物）[78]。这些电子系统必须能够容忍以上这些不友好的环境，因为这些系统的错误可能影响整个汽车子系统的表现。

我们知道在 piconet 中工作的装置最大数是 8，在一个给定的环境中大概可以有 10 个 piconet 。这个对于目前的应用来说是好的，但是，这个数字将来必须增加。在任何情况下，即便在有这么多装置互相通信的环境中，一些装置（它们一开始是关闭的）的开启都可能触发他们自己的错误。

目前的数据传输速率仅仅够用于传输小数据文件。然而，随着交通的成长和数据文件的增大，我们必须制定一些条款应对诸如堵车控制、数据片段和大型数据转换位小些的数据块的数据重组的问题。

蓝牙技术有这么多的应用需要汽车工业的彻底大改动，因为我们必须从汽车制造这一环节开始就进行这种变化。这个就要涉及一大块财务方面的考虑了。这将使得汽车制造商产生怀疑。

目前蓝牙技术已经用于汽车中的非关键系统。然而，当这个情况发展后，蓝牙技术在汽车核心系统的应用将会有十分严重的后果，因为这个系统的任何错误都将导致人们失去生命。

足球场现象是当蓝牙汽车停在别的蓝牙汽车也正停的停车场里。如果蓝牙装置长时间保持非活跃状态，它会进入睡眠状态。然而，由于它周围环境有持续的刺激，蓝牙装置会一直被唤醒然后开始传输。这可能导致其广播机密数据，这一点是一个严重的故障。

总之，蓝牙技术正在变得和家庭电视系统一样普及。然而，它也是一项亟待改进的技术。即使在它应用的领域，蓝牙技术的应用也要通过严格和全面的汽车工业所认可的测试来保证它的安全。然而，随着目前蓝牙芯片的低成本，这个系统在汽车中的应用不会是一个很大的问题，而且消费者愿意为非常宝贵的应用而掏钱，蓝牙技术所提供的这种应用的能力将是非常让人兴奋的。但是使用寿命的问题依旧存在。汽车的平均使用寿命是 10 年，蓝牙装置的平均使用寿命只有几年，这将要求不断地更新装置。还要多久它才能变得有效呢？只有时间知道。

信息娱乐将会在未来的汽车电子系统中扮演重要角色。大型信息网络的接入将会加强汽车的可靠性，通过在板算法来诊断在板系统或是对于整个汽车的预检。将来对于汽车系统的预检可以通过增加现有的在板算法或者下载更多功能更强大的算法来实现。图 4-72 表示了汽车系统的互联的情况。必须指出的是：所有这些单元都有额外的微处理器和 RAM 存储器。

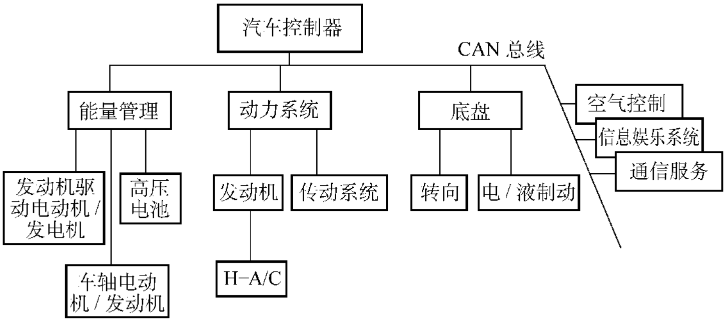


图 4-72　ISA 或混合动力车中的 CAN 总线通信

汽车上大量的电子控制器，每一个都有自己的 RAM 和微处理能力，使得我们可以考虑一个离散式的检测/预检系统来检测汽车电子系统的健康状态。已经有了这方面的应用，比如在大型高速 RAM、ROM 和 EEPROM/FLASH 存储器中，这些存储器用于从独立的功能化的控制单元到汽车控制器中广泛存在。尽管已经出现了物理上的分离，但是在明天的汽车上，功能化的接口将会和这些物理部件分离。例如，单元标签汽车系统控制器可能事实上不是一个物理单元，但是汽车系统控制器的功能将会存在于不同的连接在通信总线的各个单元中。这种高度互联和离散化的网络意味着离散的计算能力能够用来改进可靠性。

总之，汽车互联的趋势意味着车载超强计算处理能力可以用于那些可以从网络下载的应用上，例如暂时使得一些单元的应用增强透明性，还可用于诊断或预诊。为了充分使用这种能力，我们必须理解在网络单元中，什么类型的微处理器是可得到的和这些微处理器的能力（例如时钟频率和字长），以及每个离散的单元的可得到的存储器容量。目前，这些都不是简单事情，因为汽车制造者不愿意共享这些信息；即便他们愿意，这些单元都是由提供商设计，算法和代码都是由供货商拥有的，所以我们更不可能期望供货商共享这些信息了。然而，未来必然要求我们向这方面努力，因为汽车系统的复杂性，也因为对可以得到整车状态功能的需求。在引进电子引擎控制的几年内，所有的制造商们发展了他们自己的代码和自己定义了检测程序和各个单元的代码。这就意味着维修店要求有不同的针对每一种特定的汽车的测试工具的网络。标准化改变了这一状况。目前检测联盟（DTC）有一个标准的定义和诊断代码的工业标准，以至于单个新手测试者都可以链接到汽车电子系统并且判定有没有汽车制造商没考虑到的问题。

参考文献

［1］ R. H. Johnston, “A history of automobile electrical systems,” SAE Automotive Engineering, Historical Series, pp. 53-66, Sep. 1996.

［2］ T. Heiter, R. Kallenbach, C. Kramer, and S. Schustek, “Recent developments in starting systems,” SAE International Congress and Exposition, Paper No. 97113, Detroit, MI, Feb. 1997.

［3］ J. M. Miller, A. Emadi, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, “Current status and future trends in more electric car power systems,” in Proc. of 1999 IEEE Vehicular Technology Conference, Houston, TX, May 1999.

［4］ A. Emadi, M. Ehsani, and J. M. Miller, “Advanced silicon rich automotive electrical power systems,” 18th Digital Avionics Systems Conference on Air, Space, and Ground Vehicle Electronic Systems, St. Louise, Missouri, Oct. 1999.

［5］ J. G. Kassakian, H. C. Wolf, J. M. Miller, and C. J. Hurton, “Automotive electrical systems-circa 2005,” IEEE Spectrum, pp. 22-27, Aug. 1996.

［6］ J. M. Miller, D. Goel, D. Kaminski, H. P. Schoner, and T. Jahns, “Making the case for a next generation automotive electrical system,” Convergence Transportation Elect. Association Congress, Dearborn, MI, Oct. 1998.

［7］ J. M. Miller and P. R. Nicastri, “The next generation automotive electrical power system architecture: Issues and challenges,” 17th Digital Avionics Systems Conference on Air, Space, and Ground Vehicle Electronic Systems, Bellevue, WA, Oct./Nov. 1998.

［8］ L. A. Khan, “Automotive electrical systems: architecture and components,” 18th Digital Avionics Systems Conference on Air, Space, and Ground Vehicle Electronic Systems, St. Louise, Missouri, Oct. 1999.

［9］ S. Muller and X. Pfab, “Considerations implementing a dual voltage power network,” Convergence Transportation Electronics Association Congress, Dearborn, MI, Oct. 1998.

［10］ J. G. Kassakian, “The future of power electronics in advanced automotive electrical systems,” Proc. of IEEE Power Electronics Specialist Conf., 1996, pp. 7-14.

［11］ N. Traub, “Dual/higher voltage-A global opportunity,” SAE Strategic Alliance Report, pp. 1-4.

［12］ A. G. Williams, “The system approach and the impact of the design of higher voltage electrical power system,” DIACS Colloquia Abstract, May 2001, pp. 1-4.

［13］ D. J. Perreualt and V. Caliskan, “Automotive power generation and control,” LEES Technical Report TR-00-003, MIT, May 2000.

［14］ C. P. Cho and D. R. Crecelius, “Vehicle alternator/generator trends towards next millennium,” Proceedings of the IEEE International Vehicle Electronics Conference, vol. 1, Sep. 1999, pp. 433-438.

[15]　E. C. Lovelace, T. M. Jahns, J. L. Kirtley Jr. , and J. H. Lang, "An interior PM starter/alternator for automotive application," Lab. for Electromagnetic and Electronic systems, MIT.

[16]　R. R. Henry, B. Lequesne, S. Chen, J. J. Ronning, and Y. Xue, "Belt driven starter-generator for future 42-V systems," SAE Paper No. 2001-01-0728, March 2001.

[17]　W. X. Li and Y. X. Yanliang, "The study of permanent magnet starter motor with auxiliary poles," 5th International Conference on Electric Machines and Systems, vol. 2, Aug. 2001, pp. 838-841.

[18]　Starting Device for an Internal Combustion Engine and Method for Starting the Internal Combustion Engine, Daimler Chrysler AG, US Patent No. 6, 240, 890, June 2001.

[19]　Starter/Generator for an Internal Combustion Engine, Especially an Engine of a Motor Vehicle, ISAD Electronics Systems GmbH and Co. KG, Grundl and Hoffman GmbH, US Patent No. 6, 177, 734, Jan. 2001.

[20]　L. M. C. Mhango, "An experimental study of alternator performance using two-drive ratios and a novel method on speed boundary operation," IEEE Trans. on Industry Application, vol. 28, no. 3, pp. 625-631, May-June 1992.

[21]　J. R. Quesada, V. Lemarquand, J. F. Charpentier, and G. Lemarquand, "Study of triangular winding alternators," IEEE Trans. on Magnets, vol 38, no. 2, pp. 1361-1364, March 2002.

[22]　F. B. Reiter Jr. , K. Rajashekara, and R. J. Krefta, "Salient pole generator for belt-driven automotive alternator application," 36th Industry Application Conference, vol. 1, Sep. -Oct. 2001, pp. 437-442.

[23]　M. Naidu, N. Boules, and R. Henry, "A high-efficiency high-power-generation system for automobiles," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 33, no. 6, pp. 1535-1543, Nov. -Dec. 1997.

[24]　B. Fahimi, "A switched reluctance machine based starter/generator for more electric cars," IEEE Electric Machines and Drives Conference, June 2001, pp. 73-78.

[25]　C. P. Cho and R. H. Johnston, "Electric motors in vehicle applications," in Proc. IEEE Vehicle Electronics Conference, Sep. 1999, pp. 193-198.

[26]　R. F. Wall and H. L. Hess, "Induction machines as an alternative for automotive electrical generation and starting systems," in Proc. International Conference on Electric Machines and Drives, pp. 499-501, May 1999.

[27]　J. M. Miller, A. R. Gale, P. J. McCleer, F. Leonardi, and J. H. Lang, "Starter-alternator for hybrid electric vehicle: comparison of induction and variable reluctance machines and drives," in Proc. 33rd IAS Annual Meeting Industry Application Conference, vol. 1, Oct. 1998, pp. 513-523.

[28]　J. Wai and T. M. Jahns, "A new control technique for achieving wide constant power speed operation with an interior PM alternator machine," in Proc. 36th IEEE Industry Application Conference, vol. 2, Oct. 2001, pp. 807-814.

[29]　F. Caricchi, F. Crescimbini, F. G. Capponi, and L. Solero, "Permanentmagnet, direct-

drive，starter/alternator machine with weakened flux linkage for constant-power operation over extremely wide speed range，” in Proc. 36th IAS Annual Meeting Industry Application Conference，vol. 3，Sep. -Oct. 2001，pp. 1626-1633.

[30] F. Caricchi，F. Crescimbini，E. Santini，and L. Solero，“High-efficiency low-volume starter/alternator for automotive applications，” IEEE Trans. on Industry application，vol. 1，pp. 215-222，Oct. 2000.

[31] B. Fahimi and A. Emadi，“Robust position sensorless control of switched reluctance motor drives over the entire speed range，” in Proc. IEEE 33rd 2002 Power Electronics Specialist Conference，Cairns，Queensland，Australia，June 2002.

[32] M. E. Elbuluk and M. D. Kankam，“Potential starter/generator technologies for future aerospace applications，” IEEE Aerospace and Electronics Systems Magazine，vol. 12，no. 5，pp. 24-31，May 1997.

[33] H. Rehman，X. Xu，N. Liu，G. S. Kahlon，and R. J. Mohan，“Induction motor drive system for the Visteon integrated starter-alternator，” 25th IEEE Industry Electronic Conference，vol. 2，1999，pp. 636-641.

[34] M. Naidu and J. Walter，“A 4kW，42V induction machine based automotive power generation system with a diode bridge rectifier and a PWM inverter，” IEEE Transactions，pp. 449-456，2001.

[35] Y. Dou and H. Chen，“A design research for hybrid excitation rare earth permanent magnet，” in Proc. 5th International Conference of Electrical Machines and Systems，vol. 2，Aug. 2001，pp. 856-859.

[36] C. Zhang and F. Tian，“Research on improving permanent magnetic generator output characteristic，” in Proc. 5th International Conference on Electrical Machines and Systems，vol. 2，Aug. 2001，pp. 850-852.

[37] A. de Vries，Y. Bonnassieux，M. Gabsi，F. d'Oliveira，and C. Plasse，“A switched reluctance machine for a car starter-alternator system，” in Proc IEEE Electric Machines and Drives Conference，June 2001，pp. 323-328.

[38] D. Holt，“42V update，” Service Tech Magazine，pp. 14-16，Sep. 2001.

[39] M. A. Masrur，R. J. Hampo，and J. M. Miller，“Rotational sensorless scalar control of three-phase induction motors and its application to automotive electric power assist steering，” Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers，vol. 214，Part D，pp. 33-44，Paper No. D00799，June 1999.

[40] H. K. Khalil，E. G. Strangas，and J. M. Miller，“A torque controller for induction motors without rotor position sensors，” IEEE International Conference on Electric Machines，Spain，Sep. 1996.

[41] R. Frank，R. Meyer，and J. Reiter，“The role of power electronics in future automotive systems，” Congress on Transportation Electronics. Convergence 1998，Hyatt Regency Hotel，Dearborn，MI，Oct. 1998.

[42] A. Graf，“Semiconductors in the 42V PowerNet，” Intertech，42V Automotive Systems Con-

ference, Chicago, Sep. 2001.

[43] J. G. Kassakian, H. C. Wolf, J. M. Miller, and C. J. Hurton, "Automotive electrical systems circa 2005," IEEE Spectrum, Aug. 1996.

[44] L. Aschliman and J. M. Miller, "Digital output AC current sensor for automotive applications," IEEE WPET92, Hyatt-Regency, Dearborn, MI, Oct. 1992.

[45] F. L. Rees and J. M. Miller, "50 to 100 volt DC inverters for vehicular motor drive systems-The use of MOSFET's&IGBT's compared," IEEE WPET92, Hyatt-Regency, Dearborn, MI, Oct. 1992.

[46] J. M. Miller, "Integrated power module requirements for automotive applications: Achieving higher power density," Power Conversion-Intelligent Motion, Power Quality Conference, Hyatt-Regency, Irvine, CA, Sep. 1992.

[47] G. Leen and D. Heffernan, "Expanding automotive electronic systems," Computer, vol. 35, no. 1, pp. 88-93, Jan. 2002.

[48] G. Leen, D. Heffernan, and A. Dunne, "Digital networks in automotive vehicle," Computing and Control Engineering Journal, vol. 10, no. 6, pp. 257-266, Dec. 1999.

[49] CAN 2. 0 Specification, downloaded from http: //www. can-cia. de/.

[50] M. Fars, K. Ratcliff, and M. Barbosa, "An introduction to CAN open," Computing and Control Engineering Journal, vol. 10, no. 4, pp. 161-168, Aug. 1999.

[51] W. Xing, H. Chen, and H. Ding, "The application of controller area network on vehicle," in Proc. IEEE International Vehicle Electronics Conference, vol. 1, 1999, pp. 455-458.

[52] G. Leen and D. Heffernan, "Time triggered controller area network," Computing and Control Engineering Journal, vol. 12, no. 6, pp. 245-256, Dec. 2001.

[53] T. Führer, B. Müller, W. Dieterle, F. Hartwich, R. Hugel, and M. Walther, "Time triggered communication on CAN," Robert Bosch GmbH, downloaded from http: //www. can-cia. de/.

[54] F. Hartwich, B. Müller, T. Führer, and R. Hugel, "CAN network with time triggered communication," 7th International CAN Conference, Amsterdam, Netherlands.

[55] B. Wiegand, "SAE J1850 class B data communication networks interface," Communication Standards for European On-Board-Diagnostics Seminar (Ref. No. 1998/294), IEE, pp. 5/1-5/9, 1998.

[56] C. A. Lupini, T. J. Haggerty, and T. A. Braun, "Class 2: General Motor's version of SAE J1850," Delco Electronics Corporation, U. S. A.

[57] J. Oliver, "Implementing the J1850 protocol," Intel Corporation, http: /www/intel. com/design/intarch/papers/j1850_wp. htm.

[58] M. Rabel, A. Schmeiser, and H. P. Grossman, "Integrating IEEE 1394 as infotainment backbone into the automotive environment," in Proc. 2001 IEEE 53rd Vehicular Technology Conference, vol. 3, 2001, pp. 2026-2031.

[59] M. Scholles, K. Frommhagen, L. Kleinmann, P. Nauber, and U. Schelinski, "IEEE 1394 firewire system for industrial and factory automation applications," in Proc. 8th IEEE Confer-

ence On Emerging Technologies and Factory Automation, vol. 2, 2001, pp. 627-630.

[60] G. Baltazar and G. P. Chapelle, "Firewire in modern integrated military avionics," IEEE Aerospace and Electronics Systems Magazine, vol. 16, no. 11, pp. 12-16, Nov. 2001.

[61] D. Steinberg and Y. Birk, "An empirical analysis of the IEEE 1394 serial bus protocol," IEEE Micro, vol. 20, no. 1, pp. 58-65, Jan. /Feb. 2000.

[62] MOST Specification Framework, downloaded from http://www. mostnet. de/.

[63] H. Kopetz, G. McCall, P. Mortana, E. Dilger, L. A. Johansson, M. Krug, P. Lideñ, B. Müller, U. Panizza, S. Poledna, A. Schedl, J. Södenberg, M. Strömber, and T. Thurner, downloaded from the website of Dr. Hermann Kopetz, University of Vienna.

[64] LIN Specification 1. 1, downloaded from http://www. lin-subbus. org, March 2000.

[65] J. W. Specks and A. Rájnak, "LIN protocol development tools & software interfaces for LIN in vehicles," in Proc. 9th International Conference on Electronic Systems for Vehicles, Oct. 2000.

[66] Material available on http://www. palowireless. com/.

[67] J. C. Haarsten, "The Bluetooth radio system," IEEE Personal Communications, vol. 7, no. 1, pp. 28-36, Feb. 2000.

[68] Zhang Pei, Li Weidong, Wang Jing, and Wang Youzhen, "Bluetooth-the fastest developing wireless technology," in Proc. 2000 International Conference on Communication Technology, vol. 2, 2000, pp. 1657-1664.

[69] Bluetooth Whitepaper published by AU Systems.

[70] R. Jordan and C. T. Abdallah, "Wireless communication and networking: an overview," IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 44, no. 1, pp. 185-193, Feb. 2002.

[71] S. Avancha, A. Joshi, and T. Finn, "Enhanced service discovery in Bluetooth," Computer, vol. 35, no. 6, pp. 96-99. Jan. 2002.

[72] A. Kansal and U. B. Desai, "Mobility support for Bluetooth public access," in Proc. 2002 International Symposium on Circuits and Systems, vol. 5, 2002, pp. 725-728.

[73] P. Murphy, E. Welsh, and J. P. Frantz, "Using Bluetooth for short term ad-hoc connections between moving vehicles," in Proc. IEEE 5th Vehicular Technology Conference, vol. 1, 2002, pp. 414-418.

[74] Myoung-Cheol Shin, Seong-Il Park, Sung-Won Lee, Se-Hyeon Kang, and In-Cheol Park, "Area efficient digital baseband module for Bluetooth wireless communication," Division of Electrical Engineering, KAIST, Taejon, KOREA.

[75] E. A. Bretz, "The car: just a Web browser with tires," IEEE Spectrum, vol. 38, no. 1, pp. 92-94, Jan. 2001.

[76] W. Kellerer, C. Bettstetter, C. Schwingenschlogl, and P. Sties, "(Auto) Mobile communication," IEEE Personal Communications, vol. 8, no. 6, pp. 41-47, Dec. 2001.

[77] G. Leen and D. Heffernan, "Vehicles without wires," Computing and Control Engineering Journal, pp. 205-211, Oct. 2001.

[78] R. Nüsser and R. M. Pelz, "Bluetooth based wireless connectivity in an automotive environment," in Proc. 52nd IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 4, 2000, pp. 1395-1942.

[79] L. B. Fredriksson, "Bluetooth in automotive applications," Bluetooth Technology Conference, 2001.

[80] L. B. Fredriksson, "Bluetooth in automotive diagnostics," Bluetooth Technology Conference, 2001.

[81] H. Wunderlich and M. Schwab of Daimler-Chrysler R & D, Germany and L. B. Fredriksson of KVASER, Sweden, "Potential of Bluetooth in automotive applications," Bluetooth Technology Conference, 2000.

[82] H. Wunderlich, M. Schwab, L. B. Fredriksson, M. Nikola, "Bluetooth in automotive industry: enabling effortless connectivity between devices," Bluetooth Technology Conference, 2000.

[83] J. Kardach of Intel, "Bluetooth technology overview," March 1999.

[84] D. J. Goodman, "Wireless Internet: promises and challenge," IEEE Comp. Magazine, 2000.

[85] R. Shorey and B. A. Miller, "The Bluetooth technology: merits and limitations," in Proc. IEEE Conference on Personal Wireless Communication, 2000, pp. 80-84.

[86] J. M. Miller, "Barriers and opportunity for power train integrated power electronics," Center for Power Electronic Systems, CPES, Invited Paper, VT Seminar, Blacksburg, VA, April 2002.

第5章　电动汽车和混合动力汽车

如今的汽车制造商面临着提高燃料经济效益和降低尾气排放的巨大压力。但是，为了保持盈利，汽车制造商必须确保它们生产的汽车在客户的承受范围内，并且有利润空间，可被预期的客户所接受。全混合动力汽车已经被证明是提高燃料经济效益、降低尾气排放性价比最高的方式，并仍能满足客户对汽车性能、舒适度和价格的要求。能实现这些目标的最易实现和可能成本最低的技术有时被称为“软混合”。软混合使用一个6～10kW起动发电一体机（ISG），有时这也被称作混合型起动/交流发电机（CSA）或起动发电一体机（ISA）。小型ISG或皮带—ISG可安装在发动机前端，并利用发动机前端辅助驱动（FEAD）皮带起动发动机。ISG同样可被集成到传动系离合器壳，与发动机机轴后部耦合，这也被称为机轴—ISG。汽车停车尾灯亮或其他发动机不需要输出动力时，关闭发动机，这称为“怠速—停机”。因为ISG是当前发动机起动电动机额定功率的3～8倍，所以能相对于传统飞轮式起动器在非常短的时间内重起发动机。这样带来的起动性能将是敏捷的、安静的、客户不会察觉的。

现在，混合动力汽车相对传统的动力输出平台成为了高燃料效益和低排放的代名词。可负担的混合动力技术的发展在许多方面面临挑战。这些挑战包括技术内容及开发，合作，政府调控，政策，选择技术合作伙伴和提供能给客户带来驾驶乐趣的混合动力汽车，但挑战不仅仅只有这些。混合动力汽车的吸引力和乐趣在于能提供客户需要的多种特性和功能。混合动力汽车很快能提供四轮全驱能力，牵引控制，再生制动，零排放，停车时主动空调工作和静音重起。此外，混合动力汽车可自行充电，不需要电源插入，停车加油次数更少，与传统汽车相比，在0～60迈加速性能，过挡和最高时速方面不处劣势。

5.1　混合动力汽车动力传动系统原理

将电动机驱动系统集成到混合动力系统的驱动系中是极具挑战的应用，这里包括了复杂的机电子系统和电力电子子系统。一般ISG或HV牵引电机及其动力与控制电子系统是分离的，因为电力电子技术还没发展到能制造完全集成控制器的程度。高性能驱动装置中需要使用的控制与传感器子系统也存在

这样的问题。硬件上的分离要求对装配问题及缓冲系统间互相作用给予更多的关注。汽车电力系统和电气设备必须有能力提供必要的动力和能源。我们考虑全混合动力车，也被工业界称为低储能混合，仅需存储电量用于将 ICE 在 0.3～0.8s 内从停止起动到怠速，并使 IEC 在突然加速和减速的动态运行中减小负荷，这种方式也被称为电动辅助 HV。在正常行驶时，混合牵引系统电机作为高效交流发电机使用。如果要满足燃料效益是传统五人座汽车的两倍的话，电机效率必须超过 80%。EPA 明确了这一类别汽车的协同平均燃料效益（CAFE）是 2.75mpg（每加仑燃油行驶的英里数，Miles Per Gallon）。传统汽车，如客车，轻卡提供电能的成本是基于 IEC40% 的边际效益计算的。设燃油密度为 740g/l，能量密度为 8835Wh/l（32MJ/l），当前交流发电机平均效率为 45%，我们就可以对用电成本进行对比。目前，如果燃油价格是每加仑 1.25 美元，则车上发电成本是每度电 0.21 美元，这明显高于当地电价，对于混合动力车而言成本太高昂。如果机械能转电能的效率从 45% 提高到 85%，那么车上用电成本能降低到每度 0.11 美元。另一种考察效率上差别的方式是估算它对一辆 80mpg（3 公升/100 公里）车在燃油效率上的作用。计算时采用联邦城市行车型态的平均车速（23m/h），并设平均车载电气负载功率为 800W，当今的交流发电机降低 5.86mpg 的燃油效益，而 HV 则仅降低 3.1 的燃油效益。因此，高效的 HV 系统对于 80mpg 车的效益是 2.76mpg，或对每 100W 的电气负荷是 0.35mph。

图 5-1 从不同电气系统电压（牵引电池电势）的角度，给出这些汽车混合程度的大小。在低端，是 14V 皮带 ISA 系统，而在高端，则是高电压的全混合系统，如丰田的普锐斯，则能提供更好效益，这是因为前者主要是实现怠速停机，而后者混合程度更高。

对图 5-1 可以做如下归纳。低端系统，如 14V/42V B—ISA/ISG 应该瞄准小排量发动机（小于 2.8L）。中压系统 42V/150V 最适合机轴安装的轻型汽车，包括小货车。高压系统（大于 200V，一般在 288～320V）非常适合实现全混合功能，包括：

1）起停，非怠速或怠速停机系统。

2）起动和提速（加速辅助），电动助力混合。

3）再生制动，所有混合配置都需要进行能量回收。

4）纯电动功能（可能受税收激励），只可能出现在高端 HV 场合，因为此时需要较大容量的储能装置，如对于客车，假设每英里消耗 0.5kW·h，电池的充电状态维持 50% 以上，则需要超过 2kW·h 的储能容量。

5）这些系统的功率范围在 10kW 到超过 80kW。

能量回收是高瞬态和非常快速的。图 5-2 给出了正常驾驶周期中制动发生的

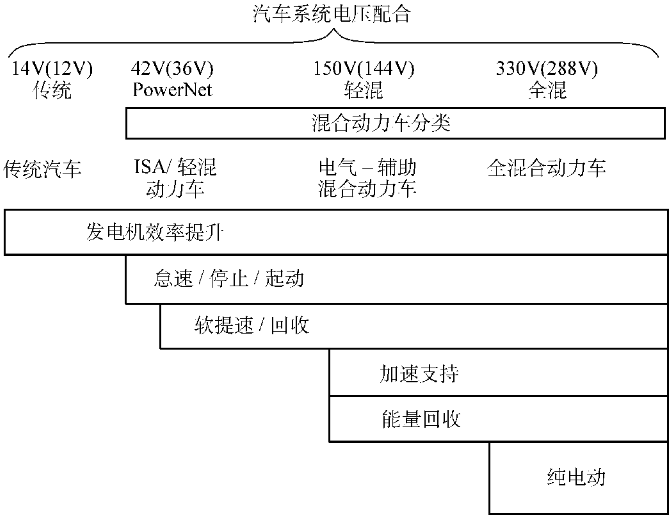


图 5-1　混合动力车分类

时间情况。真正的驾驶周期中，ATDS，最多制动时间小于 5s。实际上，超过 10s 的制动时间是很少的。HVs 在制动过程中，尽可能多地将汽车动能转化为电能储存到储能装置中。如果电气系统的功率超过 20kW，则几乎能够全部回收制动的能量，除了极个别的紧急刹车或恶意刹车。

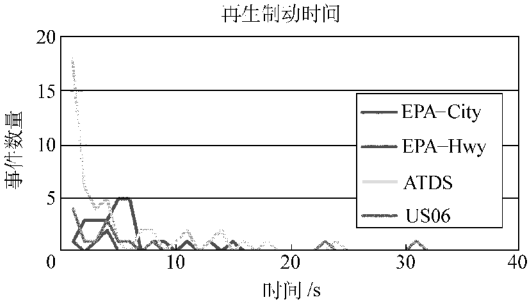


图 5-2　一个行车型态中停车时间分布

混合动力在满足汽车性能要求的前提下可以减小发动机容量，进而提高燃油经济性，将目前市场上的混合动力车和普通汽车的发动机峰值功率和车身重量相比，可以很清楚地证明这一点。图 5-3 用图形描述了这一现象，从图中可以看到，目前道路上性能相同的混合动车峰值功率（发动机加上电气系统）和车身重量比为 6.74kW/100kg，而作为比较的传统汽车则是 8.1kW/100kg。二者的差距将转化为燃油经济优势。图 5-3 中的 5 个混合动力车分别是丰田普瑞斯、本田 Insight，以及其他分别来自美国通用、福特和戴姆勒—克莱斯勒的新一代混合

动汽车（PNGV）。

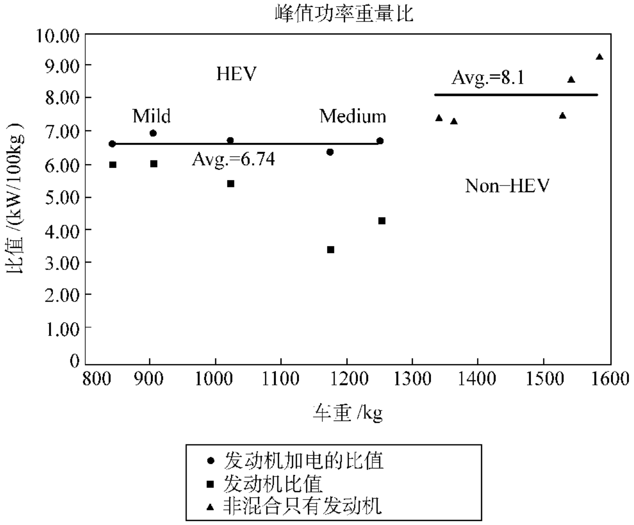


图 5-3　HV 和 CV 峰值功率和重量比

上一章已经提到，发动机起动是汽车电气系统的主要挑战之一。在混合动力车中，希望混合牵引电机或中度混合中的 ISA 不仅能够实现钥匙起动（或称冷起动），也能实现策略性起动（或称热起动）。人们在恒温室中，对直列 4 缸和 V 型 6 缸发动机的最小冷态开机转矩和起动转矩进行了测试，图 5-4 给出了在冷态电池条件下，混合电机把发动机起动至转速超过 450r/min 所需要的转矩。

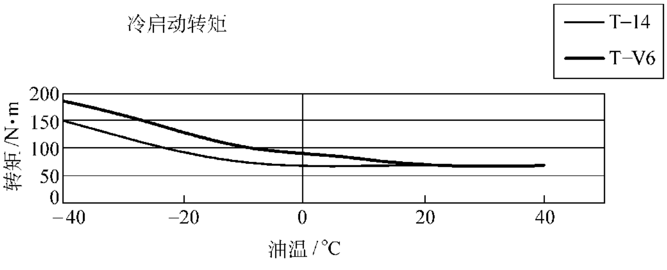


图 5-4　发动机起动要求

从图 5-4 很有趣地发现，在温度在 -10°C 以上时，冷态起动对起动转矩的要求变化不大，但如果温度继续降低，这一要求将随着温度的降低而持续升高。冷态发动机起动转矩代表了 ISA 要将发动机带至 450r/min 所需的转矩。V8 发动机和 V6 发动机在起动转矩特性上基本相同。起动转矩的区别主要来源于发动机的 3 个参数。首先，起动转矩和曲轴径向轴承的个数成正比（I4 发动机有 5 个，

而 V6 和 V8 发动机有 4 个），与活塞环圆周面积成正比，并且在一定程度上和压缩比成正比。活塞环圆周面积决定摩擦力，这和位置相关，压缩比的影响不大，因为各种发动机的压缩比相差不大。FEAD 的负载和惯性也代表了图 5-4 中起动负载的一部分。图 5-4 中还包括了脱开离合器后的手动变速箱。自动变速箱给起动转矩的负担较重，这是因为其中的转矩变换叶轮是直接装在曲轴上的，该叶轮不仅转动惯量较大，一般有 $0.1\mathrm{kg}\cdot\mathrm{m}^2/\mathrm{rad}$，而且还有粘滞摩擦。自动变速箱会极大地增加起动转矩和惯量。

5.2 混合动力汽车传动系统结构

由于环境问题，未来汽车的驱动系统已明确朝着电动汽车和混合动力电动汽车（EV 和 HEV）方向发展。电动汽车被称为零排放汽车，它们以电池为储能装置，通过电动机驱动汽车。混合动力汽车则结合多能源用于汽车驱动。在热机/电池混合动力系统中，热机机械功率和储存于电池中的电能驱动汽车。这些系统需要电力传动系统将电能转换成机械能，像电动车（EV）中一样。

混合动力系统大致可分为串联式和并联式两类[1~4]，图 5-5 和图 5-6 分别给出了二者的结构。在串联混合动力系统中，驱动汽车的所有转矩由电动机提供。而在并联混合动力系统中，从发动机获得的转矩与电动机产生的转矩则通过机械机构耦合在一起。在电动汽车（EV）中，电动机的工作方式和串联混合系统中完全相同。因此，电动汽车（EV）和串联混合系统对电动机转矩和功率要求大致相等，而并联混合系统的要求要低些。

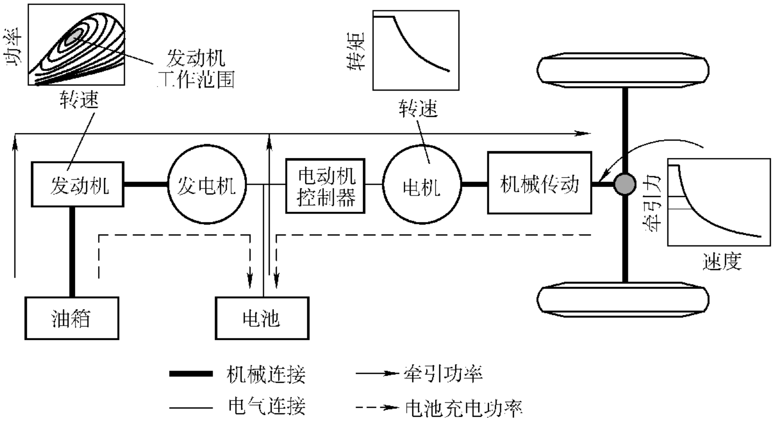
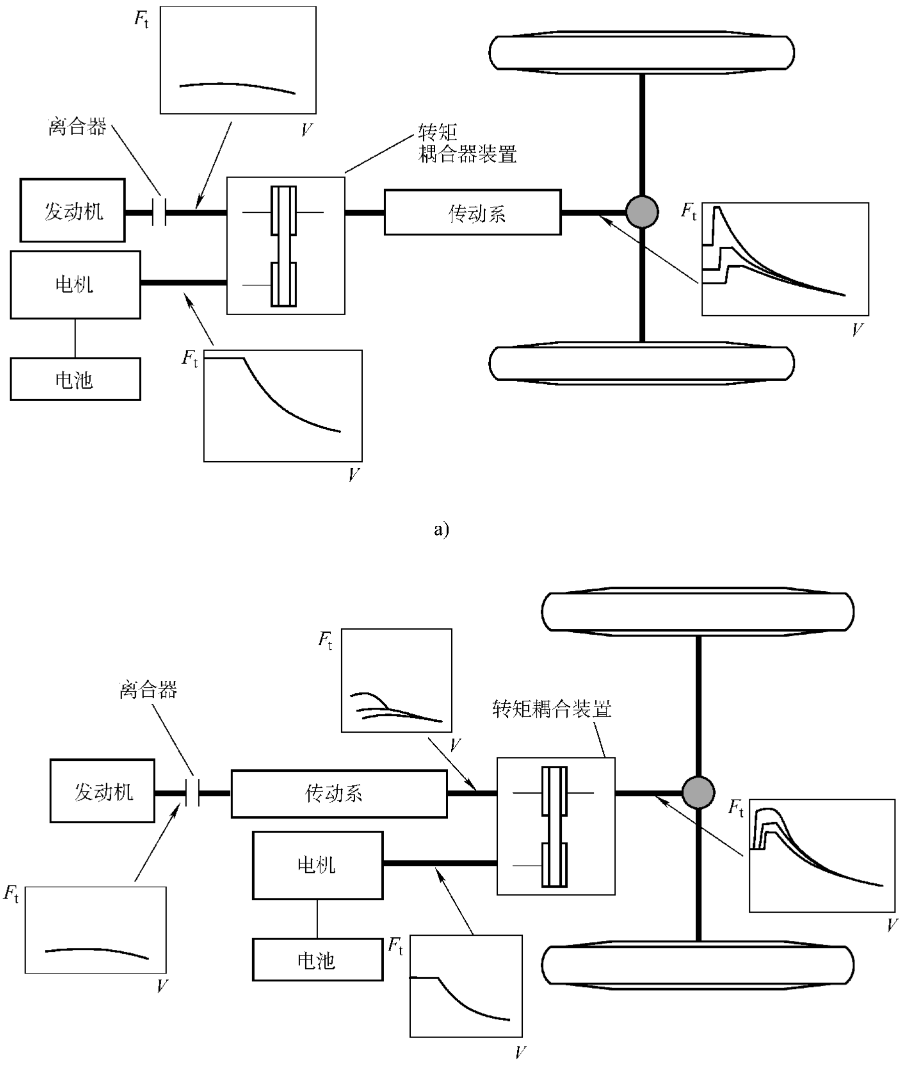


图 5-5 串联混合动力车结构



a)

b)

图 5-6　并联混合动力车结构

a）发动机—电机—传动系结构　b）发动机—传动系—电机结构

5.3　配电系统结构

图 5-7 给出了传统混合动力车中配电系统的结构。该直流系统的主母线为高压母线，如 300V 或 140V。高压储能系统通过充放电单元与母线相连，充放电单元在电机电动和发电运行模式下分别对电池放电和充电。另外还有两个充电

系统，分别是车载和外接充电系统。当汽车停在充电站时，外接充电系统通过三相或单相 AC/DC 整流器给电池充电。车载充电系统如图 5-7 所示，由起动/发电机和双向功率变换器组成。在发电模式下，发动机为发电机输入机械功率，而发电机通过双向功率变换器为高压母线提供电能。在电动模式下，即起动发动机时，高压直流系统通过双向功率变换器为电机提供电能，由电机起动发动机。

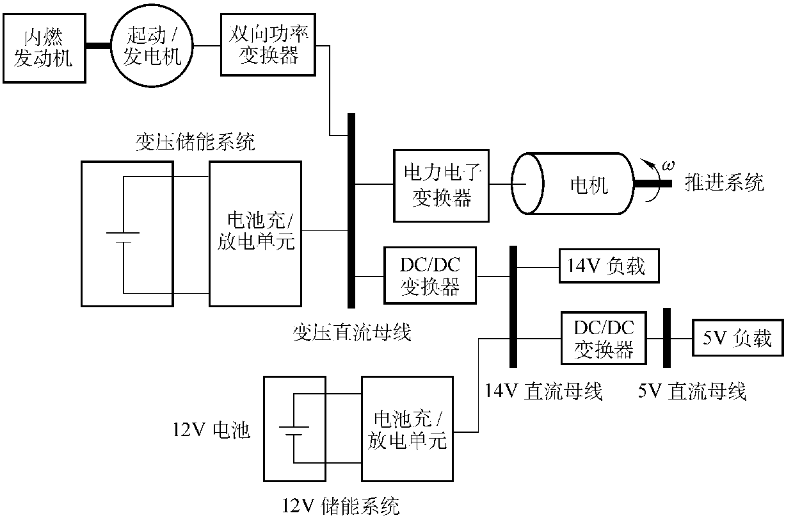


图 5-7　传统混合动力车配电系统结构

在图 5-7 中，电力驱动系统直接从高压母线取电。传统的低功率 14V 和 5V 负载从 14V 母线取电。14V 母线通过降压 DC/DC 变换器和主母线相连，同时通过充放电单元和 12V 储能系统相连。如果图 5-7 中去掉发动机，起动/发电机和双向功率变换器，则表示电动汽车的配电系统结构。

5.4　多电混合动力汽车

如上所述，满足更高的燃油经济性、性能和可靠性要求，同时实现低排放，促使汽车工业寻求辅助和发动机助力的电气化途径，这是多电汽车（MEV）的概念。将 MEV 概念扩展到 HEV，则形成多电混合动力汽车（MEHV）的概念。未来 MEV 和 MEHV 中，油门驱动、电动转向、刹车防抱死、后轮转向、空调、座椅高度调节、主动悬挂和电加热都将从电气化中受益。

图 5-8 给出了 MEHV 电力系统的结构，这是一个多电压混合（直流、交流）配电系统，高压直流主母线（如 300V 或 140V）为所有负载提供电能。传统负载以及新兴的电气辅助和奢侈负载都经过各种 DC/DC 和 DC/AC 功率变换器从

主母线取电。

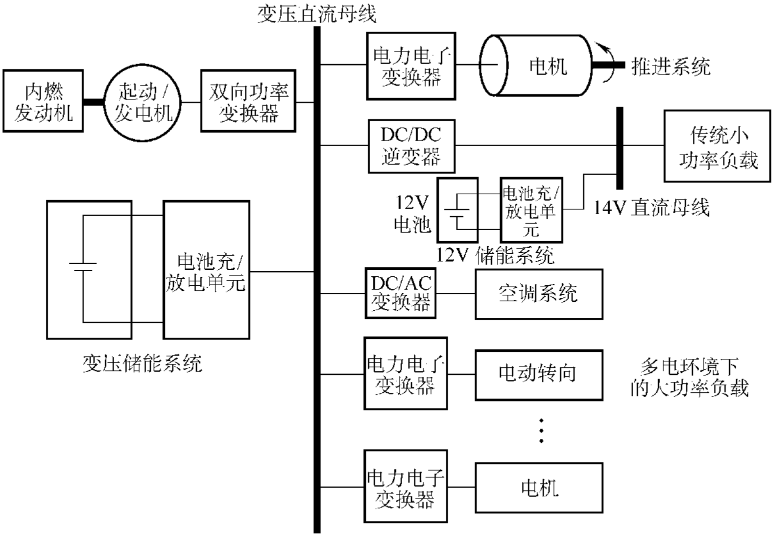


图 5-8　MEHV 电力系统结构

5.5　混合控制策略

当设计混合动力车时，第一个要解决的是部件大小（发动机和电动机）以及相互之间的结合问题（并联、串联或串并联结构），其决定因素是汽车的目标成本和性能要求。同时，设计师必须考虑各部件的相互作用问题。另外，从驾驶者角度出发，混合动力车必须具有和传统汽车相同的操控性能。

混合控制策略控制混合动力车中各部件之间的能量流动，控制的目标是满足驾驶者操控要求，同时实现其他既定目标，可能包括：

1）提高燃油经济性；

2）减少排放；

3）保持或超过既定汽车性能目标。

以上所罗列的目标可能相互冲突，提升某一项可能降低另一项。例如，梅赛德斯 CI 1.7L 发动机，其高效工作区和低 NO_x 排放区不相符（见图 5-9 和图 5-10）。因此，很多控制策略使用加权函数来决定各个目标的重要程度。通常，汽车性能的重要等级最高。

不同种类汽车的控制策略一般也不相同。汽车种类按照机械构成方式大体可分为串联、并联和串并联结构，按用途大致可分为运动型轿车、SUV、城际和城内汽车，按充电状态可分为下降形和维持形。

控制策略设计的另一个问题是非因果性，就是说，不可能在控制策略中考

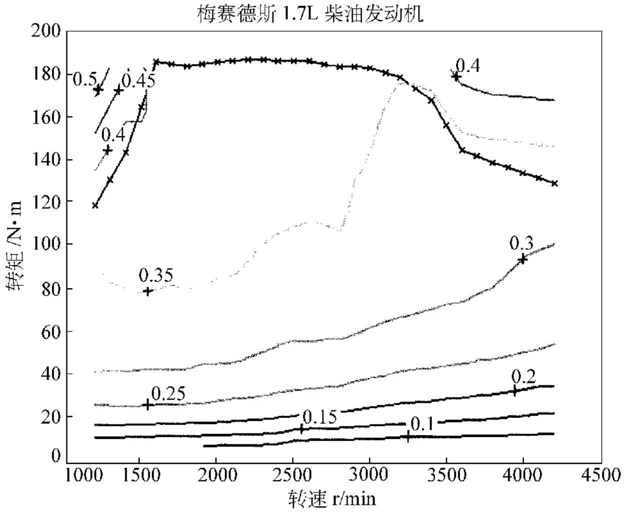


图 5-9 梅赛德斯 CI 1. 7L 发动机效率曲线

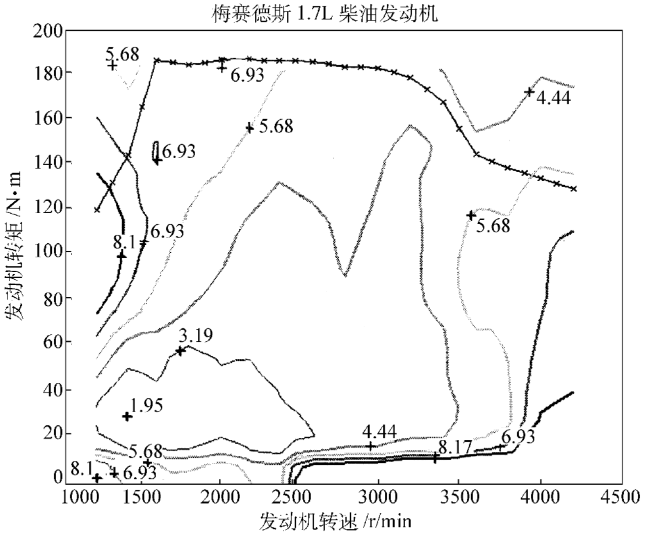


图 5-10 梅赛德斯 CI 1. 7L 发动机 NO_x 排放曲线

虑驾驶者将要进行的操作，因为这是完全无法预测的。因此，好的控制算法不能追求一种行车型态的最优化。例如，司机可能在任何时候加速，加速时间也无法确定，而控制策略必需能够满足这种要求。这是维持形充电状态控制被青睐的原因，因为在这种控制策略下电池充电状态始终维持较高状态，所以在任何时刻可以对外提供足够的功率。必需再次强调，汽车的性能是最重要的。控制策略根据发动机效率和排放曲线确定发动机的工作点，同时还需维持电池的充电状态。

在这个部分里，我们将讨论并联和串联控制策略的区别，以及充电状态维持和下降控制策略的区别。同时将以丰田普瑞斯和本田 Insight 为例进行分析。

5.5.1　并联混合

并联混合中，控制策略主要决定发动机和电动机之间的转矩分配问题。转速以传动轴转速为准。

5.5.1.1　充电维持并联混合

对于这种控制算法，操作可以定义如下：

1）当电池 SOC 高于某一阈值，电动机开始驱动助力，同时要保持电动机工作在高效区；

2）当电池 SOC 低于某一阈值，控制策略通过增加 ICE 转矩，使电池 SOC 回升；

3）当 ICE 独自无法承担驱动功率时，则不对电池充电；

4）始终进行再生制动。

该策略的好处是汽车行驶范围不受限制，同时汽车性能也能得到保障，这都是因为电池的充电状态始终处于较高状态，随时能对外输出足够的功率。图 5-11 给出了该控制策略下，SOC 在五个城市测力计驾驶计划（UDDS）周期中电池充电状态的变化情况。

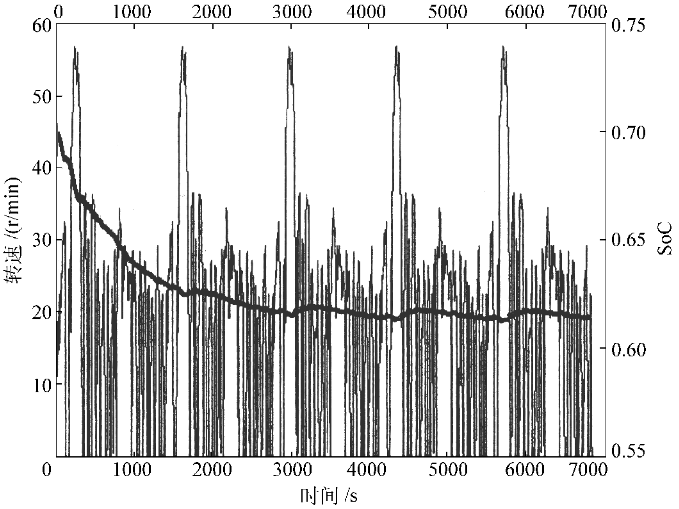


图 5-11　充电维持并联混合下 5 个 UDDS 中电池 SOC 变化曲线

5.5.1.2　充电下降并联混合

这种控制策略主要包括以下约束：

1）某一转速之下，电动机提供所有动力；

2）当转速上升到某一阈值后，发动机做驱动主要动力，电动机提供助力；

3）当电池电量耗尽时，ICE 进入低速状态。

该控制策略能避免 ICE 工作在低效区，只允许发动机工作在高功率区间，该区间内发动机效率较高。然而，电池充电状态可能降低至很低水平，如果此时需要快速加速，则汽车性能将大打折扣。图 5-12 给出了该控制策略下，SOC 在五个城市测力计驾驶计划（UDDS）周期中电池充电状态的变化情况。

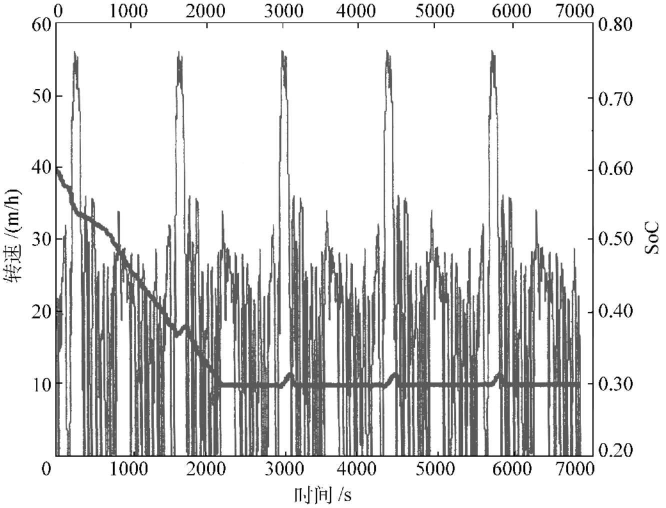


图 5-12　充电下降并联混合下 5 个 UDDS 中电池 SOC 变化曲线

5.5.2　串联混合

在串联混合中，所有汽车动力来自电动机，ICE 只通过发电机给电池充电。串联混合常用于大型汽车，其中使用两台电机，能充分利用小功率车载 ICE 进行发电。

5.5.2.1　充电维持串联混合

该控制策略中，ICE 负载尽量跟踪电机负载。图 5-13 给出了该控制策略下，SOC 在五个城市测力计驾驶计划（UDDS）周期中电池充电状态的变化情况。

5.5.2.2　充电下降串联混合

该控制策略中，ICE 在电池 SOC 达到最低值之前是不工作的，一旦 SOC 达到最低值，ICE 启动并持续工作到电池 SOC 达到一个设定的高值为止。该控制策略的优点在于可以使发动机只工作在效率最高点上，这将极大提高 ICE 效率。然而，电池损耗由于快速充放电而急剧增加。同时由于使用条件苛刻，电池寿命也将缩短。图 5-14 给出了该控制策略下，SOC 在五个城市测力计驾驶计划（UDDS）周期中电池充电状态的变化情况。

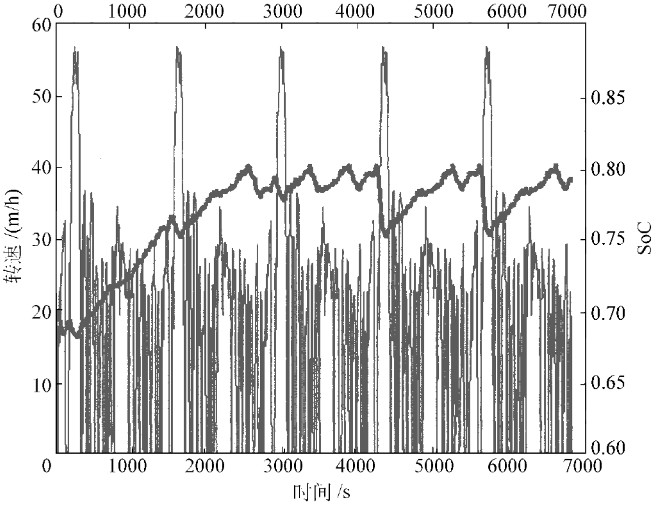


图 5-13　充电维持串联混合下 5 个 UDDS 中电池 SOC 变化曲线

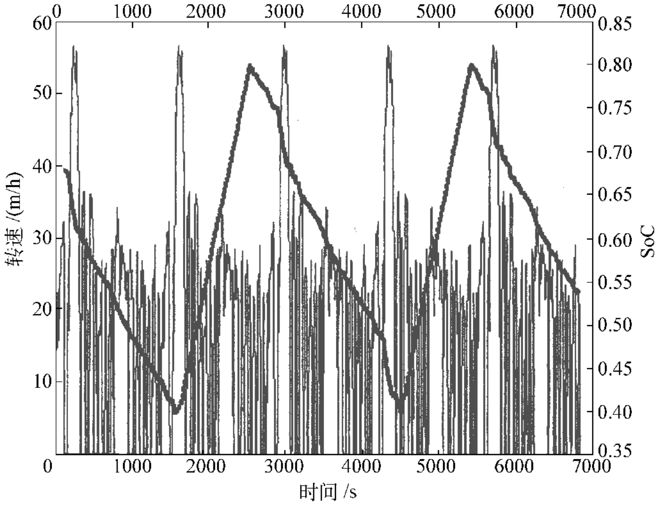


图 5-14　充电下降串联混合下 5 个 UDDS 中电池 SOC 变化曲线

5.5.3　实际模式

很多实际模式希望综合上述几种控制策略的优点，这和通过串并联结构同时获得串联和并联优点的思路相似。因此，使用中的高级 HEV 一般采用串—并联、充电维持—下降综合控制模式。接下来，分析两个实际应用中的控制策略。

5.5.3.1　丰田普瑞斯

普瑞斯是一款类似于卡罗拉的全尺寸车型。发动机采用类似于充电下降并联的控制策略，当汽车的车速超过 12 迈时，发动机起动。然而，从图 5-15 又

可以看出，该策略表现出的特性又是一种充电维持特性，从这个角度出发，它又像是充电维持策略。如果电池 SOC 低于 50%，发动机起动，使电池 SOC 达到这一阈值，如果 SOC 高于 50%，电机则分担更多负载，使 SOC 下降。

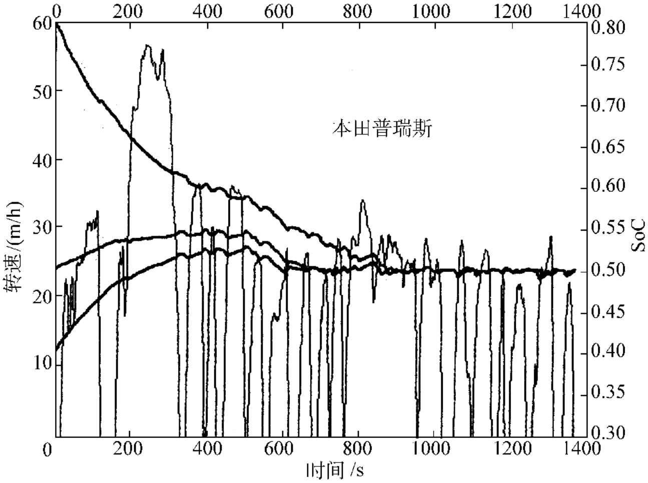


图 5-15　普瑞斯 1 个 UDDS 中电池 SOC 变化曲线

普瑞斯针对城镇道路的油耗和排放进行了优化。高速行驶时，其燃油经济性大约是 38mpg。以下是普瑞斯的主要特性：

1）整备质量 1254kg；

2）52kW 汽油发动机；

3）33kW 电机；

4）6. 5 Ah Ni-MH 电池：

① 共 38 个单元，直流电压 237. 6V；

② 总容量 1778W · h；

③ 质量 53. 3kg。

5. 5. 3. 2　本田 Insight

本田 Insight 是一款双座车，采用 1L 发动机作为主要动力源，同时还有一台 10kW 电机。控制策略不允许发动机停止，必需在所有速度时工作。

Insight 速度可达 100 迈，同时保持燃油经济性在 60 ~ 70mpg 之间，如此高的燃油经济性和其良好的空气动力设计相关。

控制策略类似于充电维持并联混合，其电机只用于起动发动机和给发动机提供助力。ICE 只有停车时才关闭。所采用的电机能够在全速范围内提供大约 10N · m 的转矩。该控制策略保持电池充电状态基本不变。图 5-16 给出了 Insight 在一个城市测力计驾驶计划（UDDS）周期中电池充电状态的变化情况。下面其

主要特性：

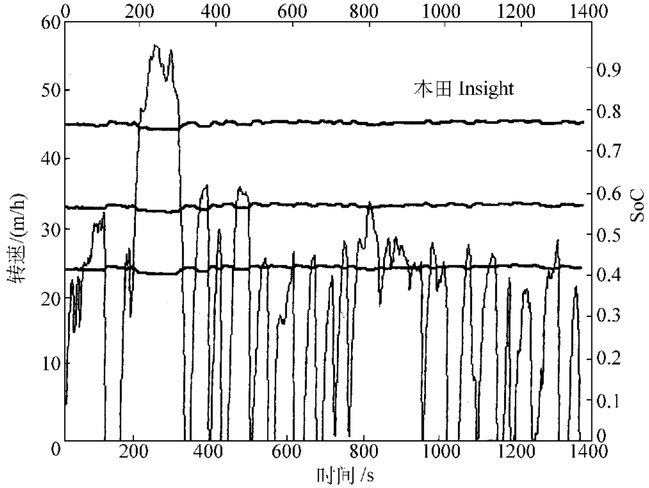


图 5-16　Insight 1 个 UDDS 中电池 SOC 变化曲线

1）整备质量 856kg；

2）50kW 汽油发动机；

3）10kW 电机；

4）6.5 Ah Ni-MH 电池：

① 共 20 个单元，直流电压 144V；

② 总容量 936W · h；

③ 质量 35.2kg。

总之，控制策略对汽车性能，燃油经济性和排放影响很大。从图中可以看出，串联混合允许电池充电状态有较大变化，这是因为串联混合中所有转矩是由电动机提供的，所以电池电能使用量大，因此 SOC 变化也大。值得注意的是，所有实际用于的控制策略都采用了充电维持控制，这是因为绝对不能为追求燃油经济性而降低汽车性能。

5.6　混合效应

混合动力绝不仅是将汽车中一些已有功能进行电气化处理，也不仅仅是在汽车中简单增加电动机、发电机以及电池，而且需要增加很多其他功能部件，以实现真正的混合动力。这些部件包括电动机控制器、高压线布置、电力电子冷却系统、温度控制和再生制动等。将所有这些部件和混合动力牵引部件配合在一起是实现混合动力主要的挑战。这一节，主要分析混合动力对支持子系统的作用，这些子系统包括电力驱动空调、电气液压或机电制动器、电子辅助转

向装置、储能装置温度控制和人机界面。

空调系统可以直接由混合动力传动系驱动，也可作为一个独立系统，或由发动机和电动机共同驱动，后者也被称为混合动力空调系统，它不仅保留了发动机带轮驱动，而且在发动机停机时还能采用电动机驱动。一些混合空调压缩机分两个工作等级，不同等级对应不同叶片旋转方式。当由发动机驱动时，移动较快；当由电动机驱动时，为避免电气系统过载，移动较慢。当发动机停机而驾驶室需要制冷时，空调为电动模式，由直流无刷电动机驱动。

为节省燃料，混合动力汽车配备了串联再生制动装置（RBS）。混合动力车的电动机/发电机从 RBS 回收能量给高压电池充电。电气液压制动系统 EHB 取代了液压辅助 ABS 系统。EHB 用液压电子控制单元 HECU 取代了 ABS，用执行器控制单元 ACU 取代了传统的助推器和液压缸总成。ACU 主要包括传统的液压缸、储液器，制动踏板压力和速度传感器。HECU 包括电动泵给制动液增压，储压器存储高压制动液，阀门控制流向制动钳的制动液流量，以及电子控制阀门。

通过电脑分析制动踏板的压力和当前车速以确定需要多大制动力使汽车停止，同时还要计算采用电动机/发电机再生制动方法后还需要多大的机械制动力。电子控制阀门根据制动踏板状况以及电动机/发电机再生制动的能力，控制流向制动钳的制动液流量。当电气系统失效时，电子阀门完全打开，传统主液压缸绕过再生制动系统，直接将制动液直接送到制动钳。

再生制动系统还要保持前后车轮制动力的平衡，实现 ABS 的功能，还要能和电子车身稳定程序（ESP）匹配，ESP 也称为交互式汽车动力控制（IVD）或车身稳定控制（VSD）。

EHB 系统与比传统液压助力 ABS 相比，有很多优势。它利用串联再生制动提高燃料经济性，用电动机/发电机在刹车时回收汽车动能。与传统制动系统相比，它能缩短刹车距离，同时将刹车踏板和 ABS 压力脉冲隔离，ABS 的这种压力脉冲在紧急制动时，会使驾驶者产生误解从而放松刹车踏板。最后，EHB 系统制动时需要踏板移动距离较短，需要驾驶员的踩踏力量也较小。因此，刹车时也不会使驾驶者感觉吃力。更令环保意识者欣慰的是，刹车的能量都被存储到蓄电池中，而不是在刹车片上发热浪费掉。

在很多混合动力汽车上装有仪表盘或人机界面，其中有两个特殊仪表（一个剩余电量表和一个充电/助力表），以及提示驾驶者混合功能失效的警示灯。仪表或信息中心的显示面板能显示系统功能的各种状态以及警告信息。齿轮的状态传统汽车上以机械方式显示，而在混合动力汽车上是电子显示的。

混合动力车中仪表和警示灯的信号由 CAN 总线提供。混合动力汽车仪表盘

和汽车系统相连，以标准方式显示各种信息和警示灯信号。仪表盘通过附加线路和信息控制中心的控制开关、盘面灯光开关、停车制动开关和点火钥匙开关相连。

在任何混合动力车型中，将所有这些混合部件装配在一起都是很困难的。当涉及到电池和配电系统，这一事实显得尤为明显。在全混合动力系统中，为电池寻找一个安装位置而不影响发动机舱或其他已用位置，将是一个巨大的挑战。选择的位置一般距电动机/发电机以及控制电子距离较远，如后排座椅底下或者后部底盘板底下。大功率和高压电缆布线通常位于底盘下面，在这里排布很重的电缆比较方便，并且汽车金属底盘可以给车厢内设备和乘客提供很好的电磁屏蔽。

在所有混合驱动系中，由于两个能量源共同承担推进任务，所以有许多需要注意的地方。从牵引电池到电动机/发电机或牵引电动机的配线，必需有足够的防止底盘以及其他部件短路的保障措施。另外，必要的防漏电措施也必须有，以保证长时间不工作时高压电池也不会放电。另外，通过在电池箱内或附件安装大电流短路器实现保护。

在混合动力车中安装高压电池是很麻烦的，因为希望在增加电池的同时尽量少改动汽车原本的结构，同时维持乘客的舒适与安全，并保留最大限度的储物箱。如果电池装在货舱底盘下，那备用轮胎的空间很可能就没有了。

随着混合动力技术的成熟，混合动力汽车可为顾客提供怠速停机、起动辅助、通过助力和窄道通过，再生制动为电池充电，以及各种消费电子特色和功能的实现。值得注意的是，为座椅加热、玻璃加热、转向助力以及其他大量功能提供 120V/220V 的 50/60Hz（交流电）也开始受到关注。

5.7　42V 系统在牵引系统中的应用

通常，混合动力汽车电力推进系统要求较高电压，如 300V 或 140V。实际上，全混合动力车电动推动系统需要昂贵绝缘系统，从传统汽车到混合电动汽车需要巨大的改变。因此，最近几年，汽车工业和学术界，对多电汽车的关注比混合动力汽车的关注更多。

为同时拥有多电和混合动力的优势，参考文献［5～7］指出，基于开关磁阻电机驱动系统的轻度混合动力车是比较可行的。该系统的主要优点是和汽车上其他电气负载一样，其牵引系统也只需要 42V 电压。

5.7.1　轻度混合动力车

如图 5-17 所示，在多电混合动力车中，其牵引负载并不需要很高的电压等

级，其中的低功率负载需要传统的14V供电，而新进负载由42V供电也已经足够了。

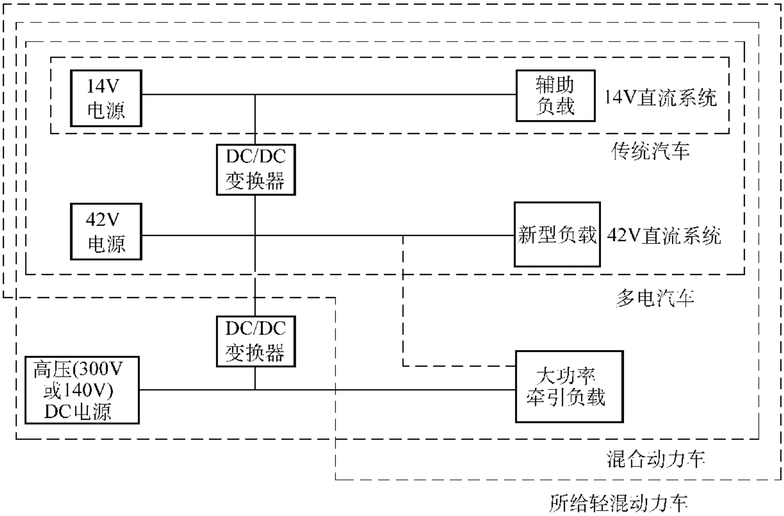


图5-17　汽车电力系统

参考文献［5］中指出，42V的低压系统可以驱动直到10kW的牵引负载，这样可以不需要高压系统。采取这种低压系统的主要优势是，用于多电汽车和混合动力车的42V系统已经建立了标准化生产过程。低压系统不需要昂贵的绝缘，并且将牵引负载供电和其他普通负载电气系统也很容易集成在一起，这些都是采用低压系统的优点。

参考文献［6，7］中，指出了SRM在低压大电流环境下作为驱动装置是合适的。实际上，低压牵引用SRM无论体积、重量还是成本都不比高压牵引场合高。参考文献［6，7］还详细描述了各种可用于驱动大电流牵引电机的功率变换器。进而指出，低压系统无论从电力电子角度还是电机角度看，都适合轻型混合动力车中的SRM驱动电机。

图5-18给出了一种轻型混合动力车的低压（42V）牵引供电系统，其中储能采用36V电池，通过充放电单元和42V直流母线相连。牵引电机则经过双向电力电子变换器和直流母线相连。图5-18中，新型奢侈负载也直接连接在42V直流母线上。传统的小功率负载则还是由14V直流母线供电，14V母线的电能是主42V母线经过PWM降压DC/DC变换器提供的。在14V母线上，也可以通过充放电单元连接12V电池作为储能装置。

低压系统中，电机电流大，因此其电力电子变换器必需具有承受大电流的能力。另外，电气系统本身也要有为驱动电机提供大电流的能力。

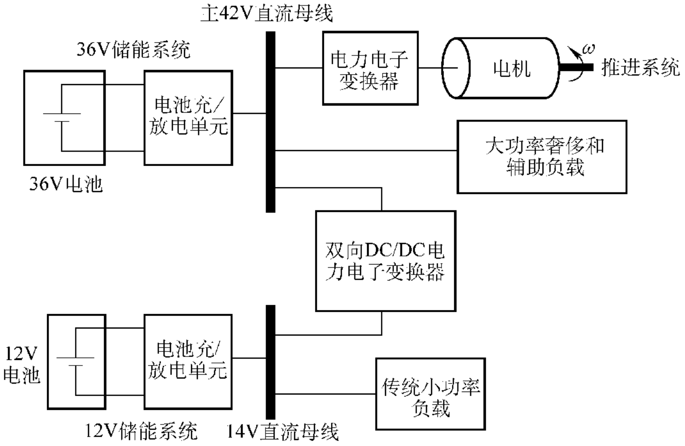


图 5-18　低压牵引电力系统

5.7.2　低压储能系统

前面已经介绍，传统混合动力车配置高压（例如 300V 或 140V）储能系统，一般由多节电池串联而成，多节串联是高压储能的一个缺陷，这主要表现为维护困难。低压系统，如 42V 需要的串联电池节数比高压系统少得多，因此低压系统电池故障较少，另外，对故障电池的定位和维修也比较方便。

低压系统和高压系统相比，在潮湿环境下工作更安全、更可靠。其次，低压储能不需像高压储能电池那样需要昂贵的绝缘。当然，低压系统的连接器较大，所需导线较粗，另外，电流大导致损耗增大。

如果功率等级相同，无论低压还是高压储能系统，其储存电能的能力是相同的。实际上，高压系统虽然串联电池节数多，但低压系统也必需配备相同节数的电池，只是采用了串并联的连接形式。由于低压系统电池串联的节数少，所以和高压系统相比，电池的故障率低，这也是低压系统的一个优点。

5.7.3　低压主系统配合高压牵引母线

图 5-19 中给出的低压主电力系统（42V）中，牵引系统为高压。系统中，由 DC/DC 升压变换器将 42V 电压升为高压（300V 或 140V）来驱动牵引电机。给 DC/DC 变换器低压侧提供过大电流还是该系统的主要问题。升压变换器价格昂贵，这在经济上是不可取的。另外，系统还可能存在动态问题，如因 DC/DC 变换器而带来的汽车电气系统稳定问题。还有一种实现这种系统的方法是采用变压器。然而，由于容量较大，即使不考虑效率和成本问题，仅从重量和体积看也可能是行不通的。

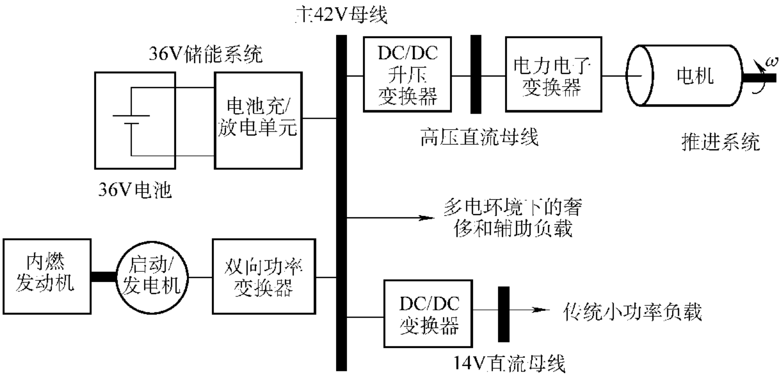


图 5-19　带推进高压母线的低压（42V）主电力系统

5.8　重型车辆

由于石油资源有限，人们越来越关心交通运输对石油的依赖，对空气的污染，这是一个事关人类健康的问题。轿车和卡车是主要污染源之一，它们几乎都把石油燃料（例如汽油、柴油等）作为动力来源。重型车辆，比如公交车和卡车是道路交通工具的重要组成部分，也是大气污染的主要污染源。本部分的目的就是指出，利用当前的电气技术来缓解这些问题是可能和可行的，同时还能改进车辆性能和可靠性。

5.8.1　传统的重型汽车

类似于其他陆地汽车，重型汽车的电系统一开始是由三个部分组成的：电池系统、充电系统、和启动系统。为了改进汽车的燃油经济，降低排放，提高性能和可靠性，机械和液压负载需要电气化。轻型汽车拥有的所有传统和新型电子辅助及奢侈负载，在重型汽车上已全部出现，只是功率等级更高。表 5-1 和图 5-20 列出了一些最常见的电气负载。

美国电动汽车联盟（EVAA）把普及电动运输技术作为一个解决空气和噪声污染、温室气体排放，和对于石油的过度依赖问题的有效方法。该组织总部在华盛顿。EVAA 有很多可供出售和租借的公交车和卡车。表 5-2 表示了一些 EVAA 提供的电动公交车的具体参数[8]。

表 5-1　重型汽车中典型电气负载

电气负载	功率/W
前除霜器	250
收音机	60

（续）

电气负载	功率/W
前雨刮器	40
刹车灯	500
转向信号灯	200
外部灯	800
散热冷却风扇	400
催化加热器	3500
起动器	3500
油泵	600
水泵	600

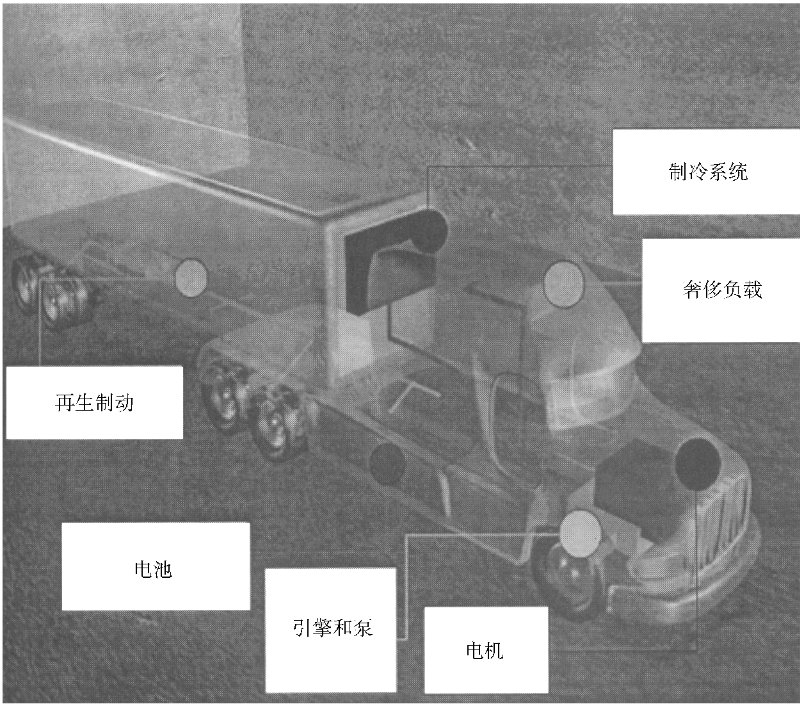


图 5-20　重型卡车中电气负载示例

表 5-2　EVAA 电动公交车参数

长	22ft
高	112in
净重	14500lb
毛重	20000lb

（续）

电池	铅酸
功率	140kW
加速：0 ~ 25	12s
最大车速	42m/h
再生制动	是

电动汽车国际（EVI）[9]是另一个电动公交车、有轨电车、电动卡车的领先制造者。过去10年间，EVI的产品在全球提供了超过1000000英里的安静、可靠、无污染的服务。他们的产品采用先进的AC电力驱动系统，行驶距离更远、牵引力更大。例如，表5-3给出了一款EVI重型运输卡车的具体参数。

表5-3　EVI典型重型运输卡车参数

电压	320V
容量	3000 ~ 5000lb
最大速度	32m/h
电池	铅酸12V
控制器	交流控制器，390amp
电动机	56kW
充电器	220V
再生制动	是

5.8.2　混合动力重型汽车

前面已经解释过，混合动力汽车包含一个额外的动力单元，比如发动机之外，包含了电池和电动机，和传统汽车相比，排放更低，燃油经济性更好。目前，已有很多混合动力公交车和卡车行驶在道路上，市场上也可供购买到。混合动力驱动系统功率大、效率高，不过它不是零排放汽车，因为仍使用内燃发动机，当然和仅使用内燃发动机的传统汽车相比，其排放已有极大降低。HEV的发动机可以设计成使用传统或替代燃油，或使用燃料电池。由于混合动力车消耗更少的燃油，燃油经济性比传统汽车高。HEV重型汽车的另一个优势在于采用再生制动，制动时，通过在车轴上加等效负载，将汽车动能转换成电能，这些电能在汽车上储存起来，以便以后用于驱动。再生制动系统能减少刹车磨损，并通过循环使用传统刹车消耗的能量来提高燃油经济性。

尽管HEV有很多好处，它也有缺点。目前，电动和混合动力车用铅酸蓄电池储存电能，这使公交车和卡车重量急剧增加。目前的电池技术的能量密度还不足以在HEV公交车的行驶距离和载重能力方面进行优化。应用新型储能装置

的最大障碍是成本和可靠性。

图 5-21 给出了在纽约大都会运输局（MTA）使用的混合动力公交车，该部门已经决定要建立世界上最清洁的公交车队和最大程度地减少纽约的空气污染。表 5-4 给出了这种混合动力公交车的主要参数[10]。

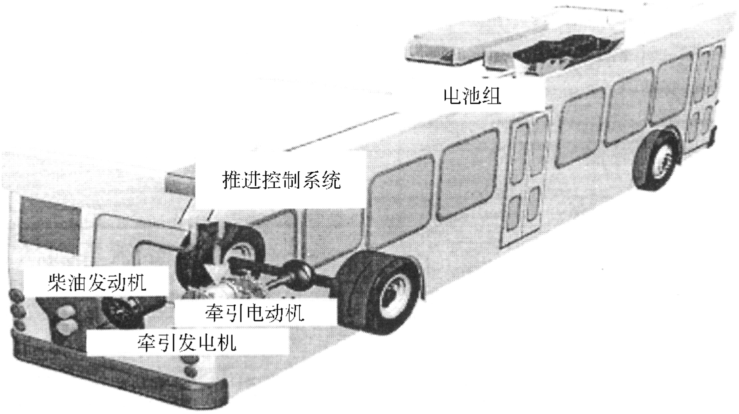


图 5-21　纽约大都会运输局的混合动力公交车

表 5-4　混合动力公交车对参数

长	40ft
宽	102in
高	125in
净重	31，840 磅
座位	31
发动机	DDC 系列 30 柴油
定额	230 hp at 2300rpm 605 ft-lb at 1500 rpm
柴油容量	100gallons
牵引发电机	170kW at 2000r/min
牵引电动机	187kW，346V（rms）at 500Hz
牵引电池	密封铅酸 2 组车顶安装电池组 每组 23 节（12V）电池 总电压 580V
再生制动	是

在图 5-21 中，柴油发动机为一个牵引发电机提供能量，牵引发电机通过推进控制系统为牵引电动机提供能量并为电池充电。牵引动电机驱动车轮并在刹

车时回馈能量。在加速和爬坡的时候，电池会为牵引电动机提供额外能量。推进控制系统管理着能量流来使得公共汽车按照司机的指令行驶并通过再生制动来减速并同时给电池充电。系统是集成的。加速时，来自牵引发电机和电池的能量流向牵引电动机；平稳行驶模式中，来自牵引发电机的能量驱动牵引电动机并为电池充电（如果需要的话）；刹车时，牵引电动机发电运行，并给电池充电。其中柴油发动机较传统汽车小，且工作在更加恒定的转速下，因此燃油经济性更高，并能极大得减少整车排放[10]。

ISE Research-ThunderVolt[11]是一个总部在圣地亚哥的非官方组织，它主要从事电动、混合动力和燃料电池汽车的技术开发和生产。诸如公交车、卡车和有轨电车等重型汽车就是其关注的一个方面。ThunderVolt 混合动力系统能提供足以驱动 80000lb⊖重的卡车的大功率和高转矩，这使 8 类卡车的司机也可以享用这项电动汽车技术。表 5-5 给出了 8 类卡车的主要参数[11]。

表 5-5　8 类卡车参数

性能	
加速	
0~30m/h	15s
0~60m/h	50s
全电范围	5~10miles
混合范围	300~500miles
最大速度	75m/h
一般参数	
辅助动力单元	多种发动机结合 200kW 风冷永磁发电机
驱动电机	交流感应电动机（峰值功率 400kW，持续功率 325kW）
电机控制器	500kVA 变频控制器模块
齿轮速比	4.4:1 行星减速
转向	电液系统
刹车	再生制动
充电器	6.1kW~20kW 车载或非车载充电模块
发电机	连续 80kW

5.8.3　燃料电池重型汽车

燃料电池就像一个电池，虽然它们有明显的物理上的区别。燃料电池通过将空气中的氧气和氢气相混合的方法直接将化学能转换成电能。不像传统电池，燃料电池在外部进行反应。因此，不像电池，燃料电池只要保证燃料供给就没有放电问题。

⊖ 1 磅（lb）=0.45359 千克。

燃料电池公交车已经行驶在不少城市里了。公交车是燃料电池最早的应用领域之一，因为燃料电池需要很大体积来提供汽车行驶的足够能量。大多数公共汽车使用直接氢燃料电池（DHFC）或直接甲醇燃料电池（DMFC）。而且，作为迈向大型汽车减排的重要一步，很多运输机构都选择使用压缩天然气（CNG）公共汽车。

Argonne 自然实验室（ANL）已经发展了一种叫做“运输用聚合物电解液燃料电池能源系统”（PEFC）的综合模型，他们分析的主要目的是检验系统的效率、性能和元件尺寸[12]。表 5-6 列出了这样一个 50kW 电气系统中不同部件的发电和功率要求。

表 5-6　典型 50kW 燃料电池系统的功率要求

部　　件	功率/kW
燃料电池堆	52. 5
膨胀器	9. 2
压缩机	9. 3
冷却风扇	1. 5
冷凝风扇	0. 6
水泵	0. 1
燃料泵	<5W

1998 年，华盛顿的 Georgetown 大学制造了第一个商用的、切实可行的、使用液体燃料的、燃料电池供能的公交车。这个 40ft（英尺）长的电动公交车使用 100kW 的磷酸燃料电池（PAFC）作为其主要的能量来源。后来，他们在 2001 年将这个公交车升级，使用质子交换薄膜燃料电池（PEMFC）。表 5-7 所示是这个 40ft（英尺）长的 PEMFC 公交车的一些有用的技术数据。图 5-22 所示是 Georgetown 的 40ft（英尺）PEMF 公交车。

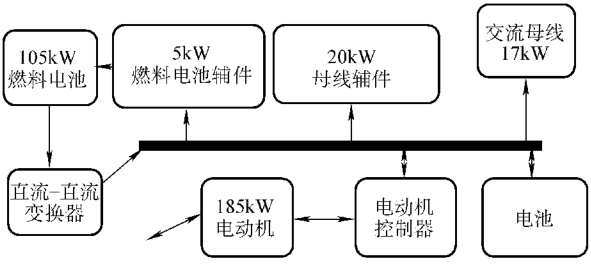


图 5-22　Georgetown 大学燃料电池公交车

表 5-7　Georgetown 大学燃料电池公交车特性

特　　性	参　　数
重	39，500lb
推进系统	PEMFC/NiCd hybrid
燃料	甲醇
电机驱动	交流感应电机
电机功率	186.5kW（250hp）
加速（0～30m/h）	14.5s
最高时速	66m/h
行驶范围	350miles
噪声水平	低于 ICE 10dB

另一个和燃料电池汽车相关的组织是美国电动汽车联盟（EVAA）[8]。这个工业联盟旨在改进电动汽车传动技术。它使用直接氢气燃料电池（DHFC）来提供驱动系统所需所有的能量。XCELLSiS 是一个用于传动类应用的燃料电池发动机。有关 DHFC 汽车的一些简单的技术数据见表 5-8[8]。

表 5-8　EVAA DHFC 燃料电池公交车特性

特　　性	参　　数
燃料	直接氢
燃料电池发动机重量	近 5000lb
功率	205kW
马力	250hp
电压	600～900V DC
毛效率	约 40%
行驶范围	225miles
燃料电池工作温度	70～80℃
功率调节	液冷 IGBT 逆变器
电机驱动	液冷 BLDC 电动机

总之，过去的几年间，几种电动、混合动力和燃料电池公交车和卡车出现在美国、加拿大、欧洲和日本。因此，很明显，由于其高效率、舒适性和低排放，重型汽车的电动系统正在飞速发展。第 9 章将会详细介绍燃料电池汽车，包括重型汽车。

5.9　电动短程赛车

短程赛车是专门用于汽车短程加速赛的，这种比赛的主要目的是测试汽车速度以及用于加速的最大转矩。在短程赛车方面，我们并不关心其成本，主要

考虑的是效率和性能，实际上，汽车最好能在几秒之内达到史无前例的速度。

然而，使用电动短程赛车很自然会带来一个问题。这些汽车在不停地改进，因此需要专业人员负责开发和维护。如果在短程加速赛中使用自己开发的电动短程赛车，则能节约大量成本，这是因为和电动机相比，燃油发动机要贵得多。在此并不关心污染问题，这是因为短程加速赛时间很短，一般只有 10 ~ 15min。

电动短程赛车的内部结构和全电动汽车比较相似。串联结构包括电池、控制器（驱动器）和电动机。像传统短程赛车一样，一般还配备变速箱用以控制车速。

5.9.1　部件

电池是主要部件之一，目前主要汽车生产商采用比较成熟的铅酸电池和镍氢电池（NiMh），其中后者的用量在不断上升。短程赛车电池组最低电压是 350V，一些高速短程赛车甚至用到 550V 的高压。

电动短程赛车中电池的数量取决于电池电压、种类、大小、系统设计正常电压以及汽车的大小。一般来讲，电压越高，汽车性能越好。

假如采用标准 36V 镍氢电池，至少需要串联 10 个才能得到期望的系统电压，如果采用锂离子电池，将会得到更好的性能，但成本也更高。

控制器是短程赛车的重要部分，它控制整个系统中的电压和电流流动，进而控制加速、减速以及赛车的转矩。控制器将电池的直流电转换为交流电（对交流电动机而言）并调节电池输出的能量流。和化油器不同，控制器可控制电机反转以使汽车倒退，还可控制电动机发电运行，以将制动时的动能转化为电能给电池充电。

控制器通过固态开关调节速度和加速度。开关器件（如 IGBT）能够快速切断（开通和关断）送至电机的电流，如果切断的时间短，就能获得大功率（高速度和/或加速度），切断时间长，得到的功率就小。一些控制器具有再生制动的能力，再生制动是当汽车减速时电动机做发电机运行从而给电池充电的过程。制动过程中原本以热能形式消耗掉的机械能被电动机/控制器转换成电能并存入电池之中。再生制动不仅能延长行驶距离，而且能降低刹车磨损和维护成本。

电动机是所有电动短程赛车的核心部件，它将电能转换为机械能，其大小从小车的几马力到大车的几十马力。表 5-9 给出了一个很小的短程赛车的电机的特性。

表 5-9　典型 1hp 电动机特性

	直流有刷	直流无刷	交流感应
最大效率（%）	84 ~ 90	93 ~ 96	94 ~ 95
10% 负载率效率（%）	78 ~ 85	75 ~ 83	93.5 ~ 95
最高转速 r/min	4，000 ~ 5，500	4，000 ~ 9，000	9，000 ~ 15，500
单位 hp 成本	$100 ~ 150	$100 ~ 130	$50 ~ 75
相对于直流有刷的控制器成本	1	3 ~ 5	6 ~ 8

5.9.2　外部结构和一般因素

迄今为止，我们讨论了短程赛车的内部结构，接下来讨论其外部设计。短程赛车制成之后，有许多影响其效率和性能的因素，其中比较重要的几个因素有风速、湿度、气压、海拔、外部温度、道路状况、所需部件的可得性及成本。在这些因素中，一些我们可以控制，另一些我们无法控制。接下来，主要讨论可控制的因素，例如，加电池前的车身重量。

如果能选到轻且耐用的材料，对提升汽车效率和转矩都很有好处。轻、耐用的合金或固体树脂是很好的选择，这可以补偿电池和电动机带来的车重的增加。也可使用合成材料，这指的是将增强纤维，连续或不连续，增加到原本机械强度很低的基体材料中，以获得更好的力学性能。其中基体材料的主要作用是维持整体的几何形状并将来自外部的力传给增强纤维。当短程赛车高速行驶时，除摩擦力之外影响最大的就是空气阻力。空气阻力可分为几个组成部分：和车身形状相关的压力阻力、车身表面的空气摩擦阻力、像后视镜那样伸出车身之外部分产生的密度阻力，以及空气通过汽车内部管道（发动机冷却器和通风管道）产生的阻力。影响最大（70%）的是压力阻力，这取决于许多车身设计因素：前扰流器、车头形状、引擎盖倾斜角、前挡风玻璃角度、车顶外部形状、后窗玻璃倾斜角、车尾形状。

变速箱也非常重要。自动变速箱效率低20%左右，这是因为其转矩系数不同，所以不能在正确的时刻偏移。在制造短程赛车时，不能使用离合器和飞轮。因为齿轮传动在加速时能保证电动机效率较高，所以一般不采用直驱方式。手动4速和5速变速箱是最佳的选择。

滚动阻力取决于短程赛车在道路上移动所需的能量大小。即使新铺路面如果上面有小凹凸也会降低车速。由于没有悬挂，所以车子移动时必需在没有弹簧缓冲的情况下将车重抬起且能耐受颠簸。如果有悬挂，因为主要重量靠弹簧支撑，所以颠簸会被弹簧吸收，只有小部分车重和驾驶者重量需要被抬起。这样，比抬起全部重量所需能量要少得多。因此对路面而言，带悬挂的车比不带悬挂的车感觉轻得多，相应的滚动阻力也小得多。

悬挂还可以减少轮胎滚动阻力。轮胎滚动阻力和轮胎宽度以及轮胎压力有关，但和轮胎接地面积的一致性关系更大。轮胎接地面积的一致性越好，则轮胎滚动摩擦越小。当悬挂系统调整负载时，轮胎必需保持不会倾斜太多。轮胎滚动阻力还和其他一些因素有关，如单轮还是双轮转向、车厢、重心和重量分布、制动力大小。

目前关于电动短程赛车有很多几何设计方案，以保证车子转弯时保持适当的倾角。下面是几个例子：

1）前面一个车轮后面两个车轮，或称三轮设计。

2）前面两个车轮后面一个车轮。

电动短程赛车更倾向于三轮设计，因为这样可以设计单片式车身。车身材料可选择重量极轻的克拉维夫纤维蜂窝交合板，这样车身重量轻且空气动力性能也会提升。单后轮设计需要较重的结构以防止车身变形，这是因为重量的增加以及后轮上的转向力。

前轮驱动更受青睐，前轮拉着汽车朝驾驶者希望的方向行驶，这可以减小转弯摩擦。当驱动轮向行进方向转向时，地面和轮胎的摩擦力也较小。如果采用后轮驱动，后轮将试图推着车子沿直线行进，而不会转弯。

当车位在转弯时摆动过大时，通过前轮加力可以将车拉回，而不必非要前轮制动，这样只会降低车速。

采用三轮方案的另一个原因是系统平衡更好，车身重量在三个轮子上平均分配，从而提高了车身稳定性，给驱动部件的压力也更小，如轴承摩擦和车轮摩擦。在单后轮设计中，后轮比前轮承受更多的重量。说两个前轮更稳定基本是个神话。如果车子重心（COG）正好在轮轴中心之上时这可能是对的，但当COG在车轮中心之下时肯定不对。三轮设计在任何情况下一般不会失控，也能进行急转弯。

另外，如果转向时两个轮子转动，则滚动摩擦更大，轮子的形状在转弯时想要维持也是很困难的，这是因为转弯内径处的轮胎和外径轮胎速度不同。这导致车轮和道路的摩擦以及车轮轴承的摩擦增大。另外两个车轮必需时刻保持平行，这在转弯时也是很难实现的。后面两个轮子的设计通常能保持两轮平行。

温度越低，电动机的效率越高，而电池则是温度越高，效率越高。电机装在前部时，新鲜空气可以更直接地从电机周围通过，保持电机温度较低。电池放在双后轮结构的后部，很容易和气流隔离，从而保证电池有足够的温度。

5.9.3　传统短程赛车

传统燃料短程赛车使用传统能源，如汽油、甲醇、硝基甲烷或其他有机能源。顶级燃料短程赛车最小重量要超过1900lbs（860kg），轴距不能超过300in（7.6m）或小于140in（3.5m）。后轮装刹车鼓，直径为11英寸，由碳纤维钢制成，通过驾驶室的手柄操作。汽车的主要制动系统是一对降落伞，能产生$-5G$的停止功率，足够将系好安全带的驾驶者弹射出去。在速度超过300迈（482km/h）时，保持赛车（6000hp）不离开路面是不容易的，帮助驾驶者使车子不变成飞行器的重要部件是后保护板和一对前导流翼。碳纤维后保护板给后轮的压力是2750～2900kg，这和以下几个因素有关：后保护板的元件数量（有几个水平狭板）、空气类型以及汽车构成。前导流翼一般由镁制成，可产生

720kg 的向下的力，而前轮由于后保护板的杠杆作用，只需承受 120kg 左右压力。

使用硝基甲烷可以使 500in^3 的发动机多产生 10hp 的动力。硝基甲烷通过丙烷硝基置换生产，最终得到 CH_3NO_2，通过每分钟输送 225L 燃料的泵提供燃料，这大概相当于 8 个莲蓬头，一般系统在耗尽过程和 1/4mile 的行进处需要 55L 燃料。

大多数车队选择 426 克莱斯勒 HEMI 发动机的铝复制品，至少有 4 个生产商销售这种发动机，包括曲轴和活塞在内，大概售价是 5800 美金，排量为 500ci (8.1L)。如果将汽缸盖、铝块制成的连杆、进气歧管、增压器、燃油泵都包括在内，则能产生 6000hp 的硝基发动机大概需要 65000 美金。

典型的底盘是由超过 300 英尺（90m）的 4130 铬钼型材焊接而成，成本大约在 40000 ~ 60000 美金之间。该价格还包括了前轴、转向盒、座椅、地板、电动机安装板、后部板材、护板支柱、车壳、油箱、刹车手柄和主缸、离合器踏板、燃油关闭和降落伞释放手柄、控制电缆、油溢流罐，大多情况下还包括前导流翼和鼻子总成。底盘自身大约重 600lb（270kg)。

为防止牵引失效，发动机功率经复杂的时空离合器系统传输到后轮。离心力间 4 个圆盘和 3 个钢浮盘压在一起，这被用于形成一个可以微调的系统，由液压机构通过齿轮和滑枕控制，直到发动机和驱动系完全结合，这一过程大约需要 3s。离合器的温度会猛增到超过 1000℉，很多顶级燃料汽车齿轮速比是 3.20∶1。前轮一般有两种形式，一是飞机式的小轮胎以追求快速反应速度，而是自行车式的大轮胎，以追求更短度过时间。

5.10 汽车电力系统的建模与仿真

由于环境问题，汽车业正朝着电动、混合动力、多电和燃料电池汽车的新推进系统发展。因此，美国国家可再生能源实验室（NREL）开发了一种工具，旨在加快发展这些新型高燃油效率汽车。1994 年，先进车辆模拟软件（ADVISOR）的第一个版本刚面世[23,24]。自那时以来，该软件已经更新并且增加了新的功能。专业的汽车制造商和大学一直在参与开发这个软件。

ADVISOR 是与 MathWorks 公司现有的 MATLAB 和 Simulink 一起使用的一套模型、数据和脚本文本文件。它是专为分析传统、电动、混合动力和燃料电池汽车的性能、燃油经济性和排放而设计的。ADVISOR 的强大在于它不需要实际组装测试车辆而能预测出车辆的性能。它有助于选择和计算汽车部件的大小，满足最佳的性能、燃油经济性和排放特性。

ADVISOR 模型的核心部分是 Simulink 框图，如图 5-23 所示（对于并联混合

动力汽车)。框图的每个子系统都有一个 MATLAB 文件（m-文件）定义子系统的参数。用户可以改变框图和 m-文件来满足他/她的需要。

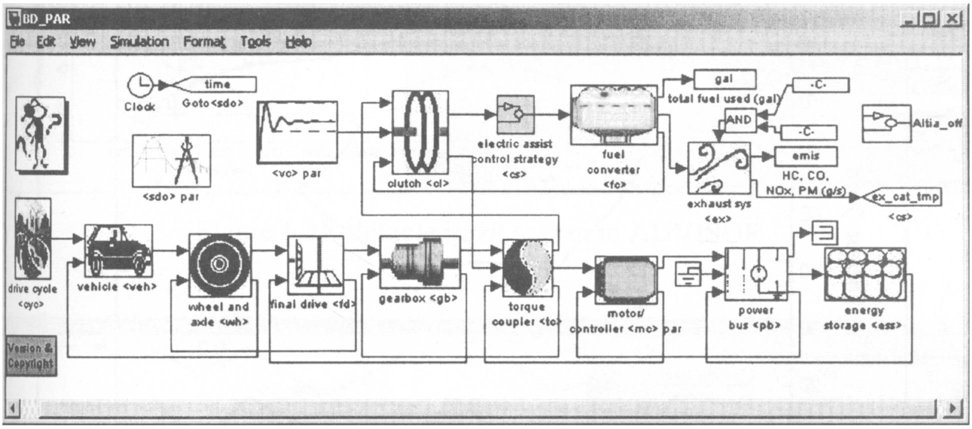


图 5-23　ADVISOR 中并联混合动力汽车框图

如图 5-23 所示，ADVISOR 的汽车模型是模块化的。这意味着汽车的每一个子系统是分离的，只通过输入口和输出口与模型的其他子系统相连。这样的设置是为了便于车辆的开发，因为每一个物理子系统可以很容易地更换，以便能够测量车辆中使用不同子系统的效果。每个子系统的参数可从实验数据中获得。

一般情况下，效率和限定的性能确定每个组件的工作。例如，IEC 是使用一个从实验中获得的效率图来建模的。Geo 1. OL（43 kW）发动机的效率图如图 5-24 所示。此图也显示了最大转矩曲线。最大转矩曲线是发动机子系统的另一个约束条件。此外，发动机的排放、油耗曲线也是模拟发动机所必需的。

目前 ADVISOR 中没有模拟组件的能力。另一方面，ADVISOR 是模块化的，所以只要提供相同的输入和输出，就可以用一个更为详细的模型来取代某个子系统。一般情况下，用户需要两个步骤：

1）使用测量和估计好的组件和整体车辆数据来定义车辆。

2）给出车辆必须遵循地面路段上的速度—时间轨迹。

然后 ADVISOR 将车辆放进其模拟步骤中，确保达到其能力的最佳型态，并对从一个组件传递到另一个组件的转矩、速度、电压、电流和功率进行测量（或提供测量的机会）。

ADVISOR 有一个使程序更易于使用的图形用户界面（GUI）。模拟中涉及三个界面——两个输入界面和一个输出界面。第一个界面（车辆输入）允许用户选择他/她想要仿真的车辆部件和车辆类型。首先，用户选择车辆类型（串联 HEV、并联 HEV、传统的和燃料电池的），之后选择可以确定的车辆的所有部件。该界面如图 5-25 所示。

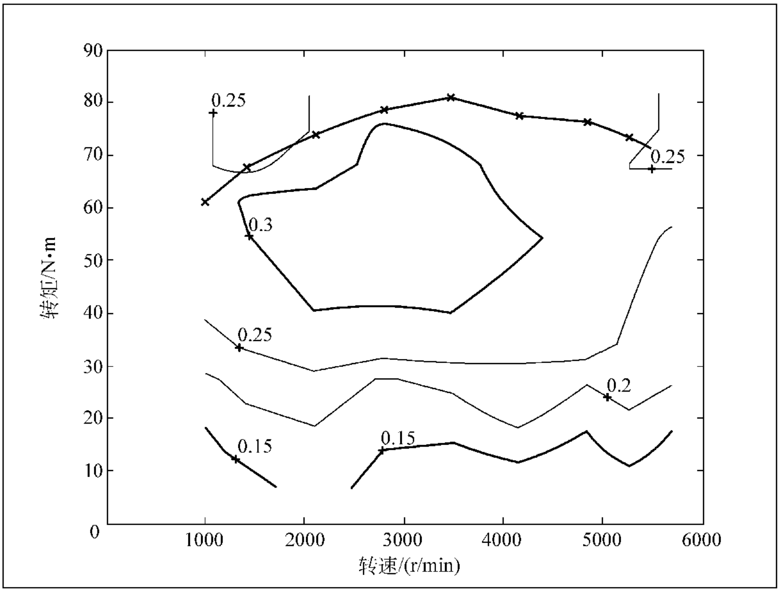
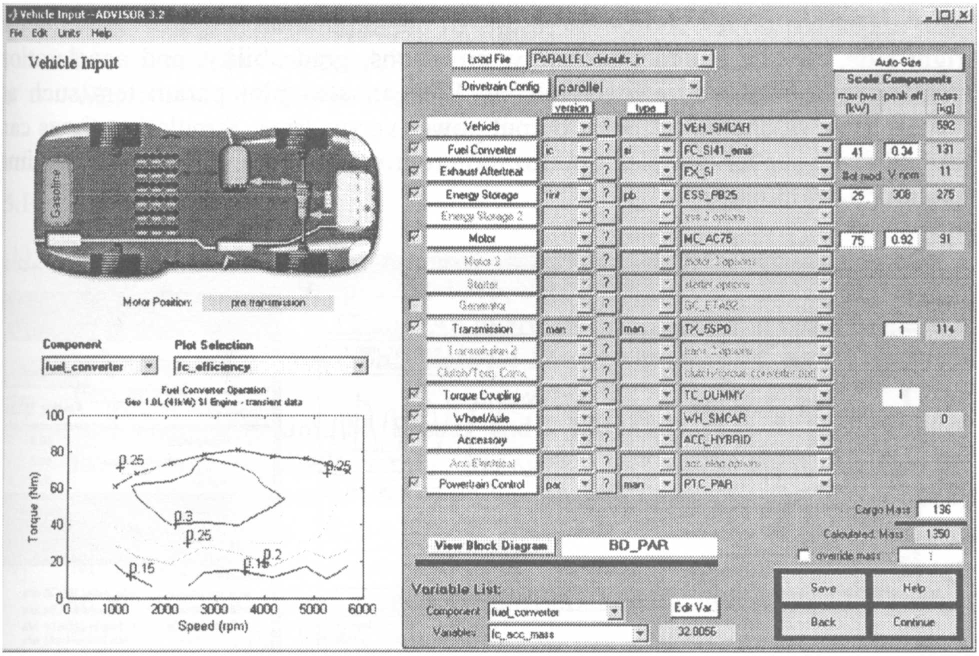


图 5-24 典型发动机效率图



Motor Position: pre transmission

Component: fuel_converter

Plot Selection: fc_efficiency

Load File: PARALLEL_defaults_in

Drivetrain Config: parallel

		version	type		max pwr (kW)	peak eff	mass (kg)
☑	Vehicle			VEH_SMCAR			592
☑	Fuel Converter	ic	si	FC_SI41_emis	41	0.34	131
☑	Exhaust Aftertreat			EX_SI	# of mod	V nom	11
☑	Energy Storage	rint	pb	ESS_PB25	25	308	275
	Energy Storage 2			ess 2 options			
☑	Motor			MC_AC75	75	0.92	91
	Motor 2			motor 2 options			
	Starter			starter options			
☐	Generator			GC_ETA92			
☑	Transmission	man	man	TX_5SPD		1	114
	Transmission 2			trans 2 options			
	Clutch/Torq. Conv.			clutch/torque converter opt			
☑	Torque Coupling			TC_DUMMY		1	
☑	Wheel/Axle			WH_SMCAR			0
☑	Accessory			ACC_HYBRID			
	Acc Electrical			acc elec options			
☑	Powertrain Control	par	man	PTC_PAR			

Cargo Mass 136

Calculated Mass 1350

☐ override mass 1

View Block Diagram: BD_PAR

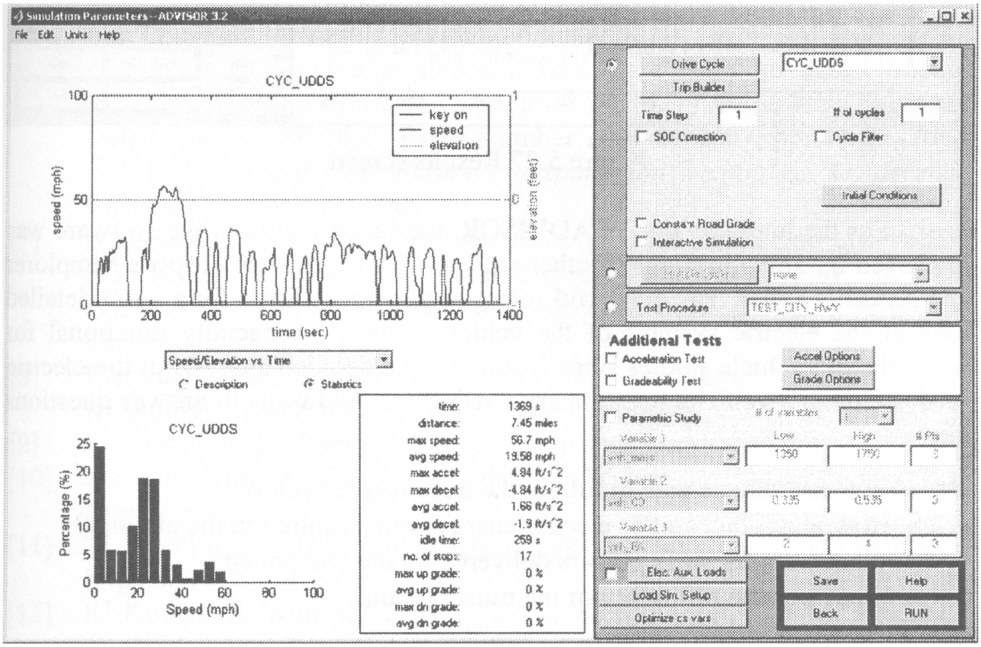
Variable List:

Component: fuel_converter

Variables: fc_acc_mass 32.8056

图 5-25 ADVISOR 车辆输入界面

接下来，用户选择他/她想要在车辆上执行的测试的种类（见图 5-26）。用户可以选择多种测试和驾驶型态。驾驶型态描述车辆速度随时间变化规律。例如，图 5-26 的左上角显示了城市测力计驾驶计划（UDDS）的驾驶型态。



time: 1369 s
distance: 7.45 miles
max speed: 56.7 mph
avg speed: 19.58 mph
max accel: 4.84 ft/s^2
max decel: -4.84 ft/s^2
avg accel: 1.66 ft/s^2
avg decel: -1.9 ft/s^2
idle time: 259 s
no. of stops: 17
max up grade: 0 %
avg up grade: 0 %
max dn grade: 0 %
avg dn grade: 0 %

● Drive Cycle: CYC_UDDS
Time Step: 1
# of cycles: 1
☐ SOC Correction
☐ Cycle Filter
☐ Constant Road Grade
☐ Interactive Simulation
○ Multiple Cycle: none
○ Test Procedure: TEST_CITY_HWY
☐ Acceleration Test
☐ Gradeability Test
☐ Parametric Study　# of variables: 1

	Low	High	# Pts
Variable 1: veh_mass	1350	1750	3
Variable 2: veh_CD	0.335	0.535	3
Variable 3: veh_FA	2	4	3

☐ Elec. Aux Loads

图 5-26　仿真参数界面

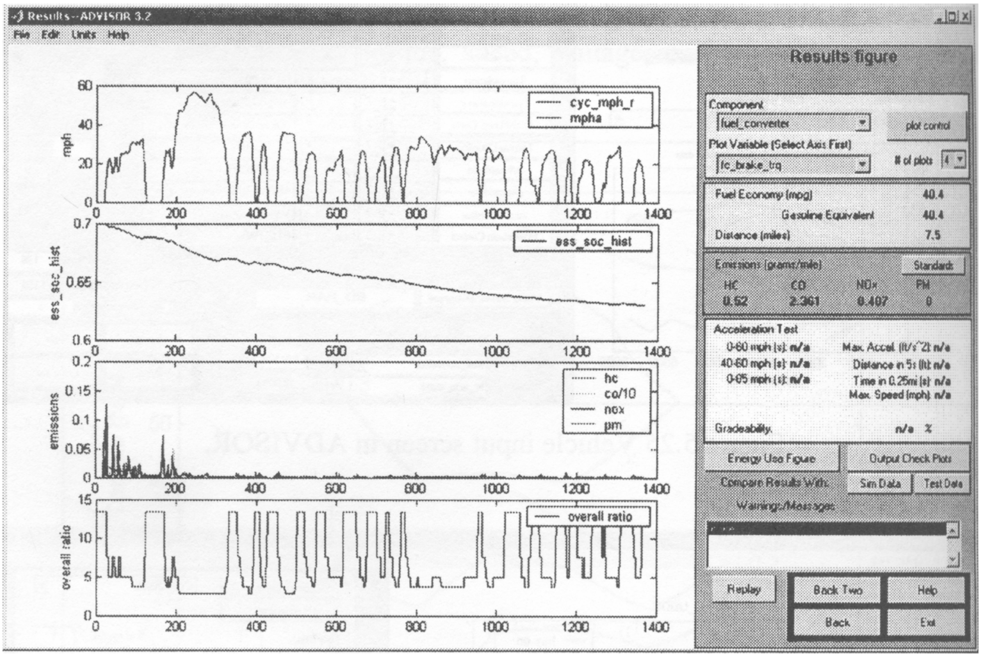
最后的界面用于显示仿真结果（见图 5-27）。在右边，可以看到燃油经济性、排放；爬坡能力和模拟车辆的加速性能。我们还可以以图形方式显示某些参数，例如电池的充电状态或电机的输出功率随时间变化的曲线。对于复杂的优化过程，仿真时间可以延长到一个小时。平均的仿真时间大约是 5 ~ 10min。

ADVISOR 的最新版本允许和其他软件包（例如 Ansoft 的 Simplorer 和 Avanti 的 Saber）的链接，提升了该软件的功能。这种功能强大的软件包允许对车辆的电气系统进行更详细的研究。Saber 尤其适用于多电汽车的研究，因为它允许对车辆中电力子系统进行详细的分析。总之，ADVISOR 能帮助我们回答这样的问题：

1）车辆能否遵循路径（驾驶型态）？
2）试验时需要多少燃料和/或电能？
3）组件传输的峰值功率是多少？
4）传动的效率是多少？

通过反复改变车辆的定义和/或驾驶型态，用户可以继续回答如下问题：

1）在什么道路等级上车辆可以无限期地保持 55m/h？



Component: fuel_converter

Plot Variable (Select Axis First): fc_brake_trq

# of plots: 4

Fuel Economy (mpg) 40.4

Gasoline Equivalent 40.4

Distance (miles) 7.5

Emissions (grams/mile)

HC	CO	NOx	PM
0.52	2.361	0.407	0

Acceleration Test

0-60 mph (s): n/a
40-60 mph (s): n/a
0-85 mph (s): n/a
Max. Accel. (ft/s^2): n/a
Distance in 5s (ft): n/a
Time in 0.25mi (s): n/a
Max. Speed (mph): n/a

Gradeability n/a %

图 5-27　结果界面

2）要在 12s 内从 0 加速到 60 迈，我们给车辆的最小发动机是多少？

3）尽量减少燃料的使用同时维持 40 ~ 60m/h 低于 3s，最终的传动比是多少？

参 考 文 献

[1]　C. C. Chan, "An overview of electric vehicle technology," Proc. of the IEEE, vol. 81, no. 9, pp. 1202-1213, Sep. 1993.

[2]　C. C. Chan and K. T. Chau, "An overview of power electronics in electric vehicles," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 44, no. 1, pp. 3-13, Feb. 1997.

[3]　A. Emadi, B. Fahimi, M. Ehsani, and J. M. Miller, "On the suitability of low-voltage (42V) electrical power system for traction applications in the parallel hybrid electric vehicles," Society of Automotive Engineers (SAE) Journal, Paper No. 2000-01-1558, 2000.

[4]　M. Ehsani, K. M. Rahman, and H. A. Toliyat, "Propulsion system design of electric and hybrid vehicles," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 44, no. 1, pp. 19-27, Feb, 1997.

[5]　A. Emadi, B. Fahimi, M. Ehsani, and J. M. Miller, "On the suitability of low-voltage (42V) electrical power system for traction applications in the parallel hybrid electric vehicles," Society

of Automotive Engineers (SAE) Journal, Paper No. 2000-01-1558, 2000; and, in Proc. SAE 2000 Future Car Congress, Arlington, Virginia, April 2000.

[6] A. Emadi, "Low-voltage switched reluctance machine based traction systems for lightly hybridized vehicles," Society of Automotive Engineers (SAE) Journal, SP-1633, Paper Number 2001-01-2507, pp. 41-47, 2001; and, in Proc. SAE 2001 Future Transportation Technology Conference, Costa Mesa, CA, Aug. 2001.

[7] A. Emadi, "Feasibility of power electronic converters for low-voltage (42V) SRM drives in mildly hybrid electric traction systems," in Proc. IEEE 2001 International Electric Machines and Drives Conference, Cambridge, MA, June 2001.

[8] Electric Vehicle Association of the Americas, "Electric drive technologies and products," http://www.evaa.org/.

[9] Electric Vehicles International LLC, http://www.evi-usa.com/.

[10] U. S. Department of Energy, "Diesel hybrid electric buses," New York City Transit.

[11] ThunderVolt, "The bus drive system for the 21st century", http://www.isecorp.com/.

[12] R. Kumar, R. Ahluwalia, E. D. Doss, H. K. Geyer, and M. Krumpelt, "Design, integration, and trade-off analysis of gasoline-fueled polymer electrolyte fuel cell systems for transportation," Argonne National Laboratory, Argonne, IL.

[13] A Federal Transit Administration Project, "Clean quit transit buses are here today," http://fuelcellbus.georgetown.edu/.

[14] C. W. Ellers, "Electric transportation the challenge is yours," Electronic Transportation Design, Yachats, OR.

[15] R. J. Kevala, "Development of a liquid-cooled phosphoric acid fuel cell/battery power plant for transit bus applications," Booz, Allen & Hamilton Inc, Bethesda, Maryland.

[16] California Environmental Protection Agency, "Fuel cell electric vehicles," Sacramento, CA, http://www.arb.ca.gov/.

[17] Environmental and Energy Study Institute, "The most important environmental technology," Washington DC.

[18] Howstuffworks, "How fuel cells work," http://www.howstuffworks.com/.

[19] Institute of Transportation Studies, "Fuel efficiency comparison of advanced transit buses using fuel cell and engine hybrid electric drivelines," University of California.

[20] Office of Transportation Technology, "Fuel cells for transportation," http://www.cartech.doe.gov/.

[21] T. Rehg, R. Loda, and N. Minh, "Development of a 50kW, high efficiency, high power density, CO-tolerant PEM fuel cell stack system," Honeywell Engines & Systems, Torrance, CA.

[22] Y. Baghzouz, J. Fiene, J. Van Dam, L. Shi, E. Wilkinson, and R. Boehm, "Modifications to a hydrogen/electric hybrid bus," Center for Energy Research, University of Nevada, Las Vegas.

[23] National Renewable Energy Laboratory, "ADVISOR documentation," See http://www.ctts.nrel.gov/analysis/.

[24] K. B. Wipke, M. R. Cuddy, and S. D. Burch, "ADVISOR 2.1: A userfriendly advanced powertrain simulation using a combined backward/forward approach," IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 48, no. 6, pp. 1751-1761, Nov. 1999.

[25] S. Onoda, S. M. Lukic, A. Nasiri, and A. Emadi, "A PSIM-based modeling tool for conventional, electric, and hybrid electric vehicle studies," in Proc. 2002 IEEE Vehicular Technology Conference, Vancouver, BC, Canada, Sep. 2002.

第6章　飞机电力系统

采用电力驱动的航空器电力子系统能大大改善航空系统的性能、可靠性和可维护性。

本章将简要地讨论传统及先进航空电力系统的架构、组件、发电技术及稳定性。此外，还将介绍它们的缺点、可改进方向及当前发展趋势。未来航空电力系统将采用多电平交直流混合系统、独立的电力总线和控制总线以及智能电源管理中心。

6.1　传统飞机电力系统

传统飞机的各子系统由机械、电气、液压及气压系统综合驱动。更多地采用电力驱动被视为先进飞机电力系统的主导发展趋势，即所谓的多电飞机（MEA）概念[1~5]。电力电子、电气传动、控制电子及微处理器领域的最新进展已经为改善航空电气系统及其可靠性提供了推动力[6~14]。因此，MEA被认为是航空电力系统技术的未来发展方向。

在航空电气系统中，不同类型负载需要的电能与主发电机提供的电能不同。例如，先进航空电力系统以270V直流为主电源，某些部件又采用的是28V直流或115V交流。因此，未来航空电力系统将采用多电平交直流混合系统。它既需要某些部件来完成电能形式的转换，又需要某些部件完成电平的转换。所以，现代航空器需要采用不同类型的电力电子变换器，如AC/DC整流器、DC/AC逆变器和DC/DC斩波器。另外，变速恒频系统（VSCF）采用了固体双向变换器，将变频电能调理为频率和电压一定的电能[15~20]。此外，电池充放电单元采用了双向DC/DC变换器。因此，多变换器电力电子系统是MEA配电系统的主要形式。部件之间广泛的互连也使得多种状态的交互成为可能。

6.1.1　航空器运行负载

在参考文献［5，6］中，Feiner将航空器电子系统分为两类：第一类用于航空动力系统，支持航空器运行操控；另一类用来保证乘员和货物的安全和舒适。

目前这些子系统所需的能量由机械、电气、液压及气压系统提供。图6-1所示为电气驱动的传统子系统[8,9]。此配电网络中的电气线路都是从总线分散到不

同负载，通过继电器和开关控制，为点对点的架构。这类系统的配线电路昂贵、复杂，而且比较重。

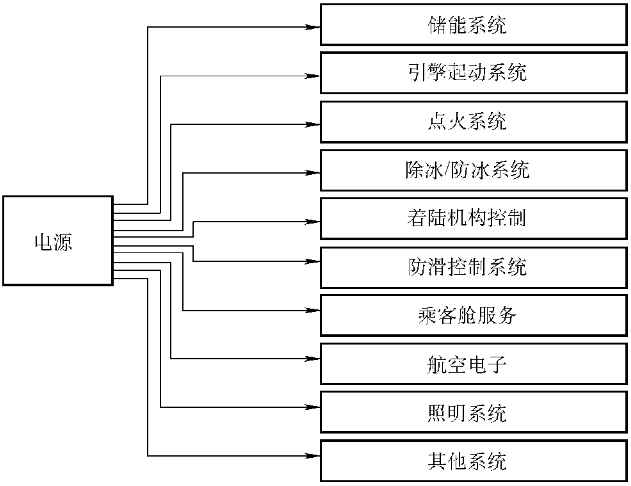


图 6-1　传统航空器电气子系统

6.1.2　先进电气负载

出于性能和可靠性方面的考虑，电气负载替代引擎驱动的机械、液压及气压负载成了 MEA 的一个发展趋势。这些负载包括飞行控制系统、防凝冰系统、环境系统、电动刹车系统、机电阀控制、空调系统、功能执行器、燃料泵和武器系统。因为电气子系统只要高效率的低功率引擎就能工作，而且可以只在需要的时候启动，所以 MEA 的燃油经济性和性能更加优异。图 6-2 所示为 MEA 电力系统中主要的电气子系统。

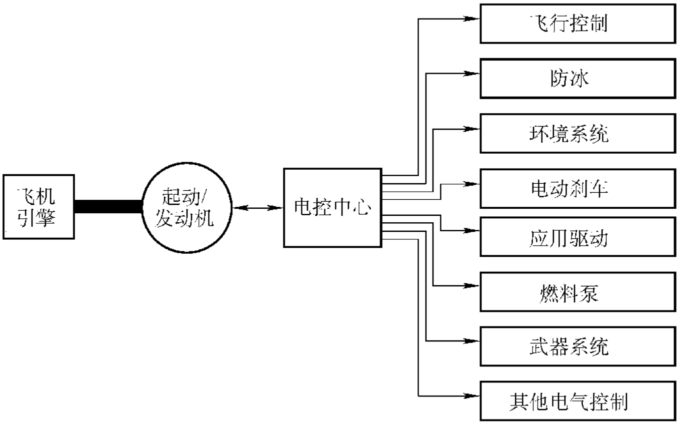


图 6-2　MEA 电力子系统

未来电气负载大都需要电力电子控制。在未来航空器电力系统中，电力电子将用于三个方面。第一是简单地开断负载。在传统航空器中是通过机械开关和继电器实现的。第二是电机控制。第三个方面在后面讲述，涉及采用 DC/DC、DC/AC 和 AC/DC 变换器完成系统电压及电能形式的变换。如电力电子变换器一样，电机也是 MEA 中的重要部件。航空器电气传动系统主要采用永磁同步电机（PMSM）、开关磁阻电机（SRM）和感应电机（IM）。参考文献［11］从效率和功率密度方面对比了尺寸相同、功率在 10～300 马力的永磁同步电机、异步电机和开关磁阻电机。

6.2　发电系统

传统航空器采用绕线磁极式同步电机（wound-field synchronous machine）来产生频率为 400Hz 的交流电。这类电机/传动系统被称为恒速传动系统（CSD）[15,16]。典型的恒速传动系统如图 6-3 所示。图 6-3 中，同步发电机为航空器中的交流负载提供恒定频率的交流电。然后通过 AC/DC 整流器将交流总线上的恒频交流电转换为次级总线上的多电平直流电，为直流负载供电。CSD 系统的控制系统完成同步发电机励磁电压和整流桥触发角的控制。近期电力电子、控制电子、电机传动和电机领域的进展又催生了一种新的技术——变速恒频（VSCF）系统。它拥有更好的起动机/发电机系统，这是其主要优点。除此之外，它还有较高的可靠性、较低的经常性成本（lower recurring costs）、较短的任务周期时间（mission cycle times）及其他很多优点[11,15～18]。

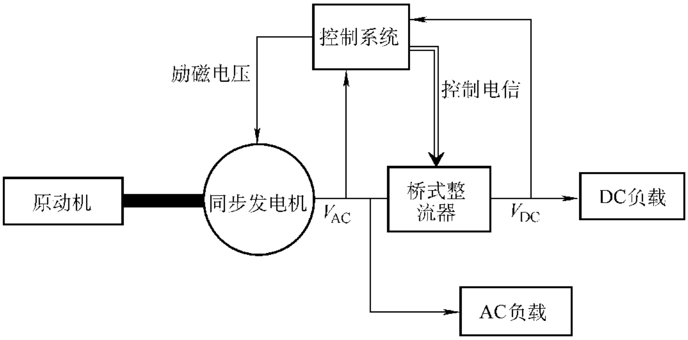


图 6-3　典型恒速传动系统（CSD）

典型的变速恒频起动机/发电机系统框图如图 6-4 所示。航空器引擎的转速是变化的。在发电机工作模式时，引擎带动发电机产生频率变化的交流电。然后通过双向变换器将此交流电转换为频率恒定的交流电并送往总线。在拖动工作模式时，恒频交流电通过双向变换器驱动电机，从而起动航空器引擎。

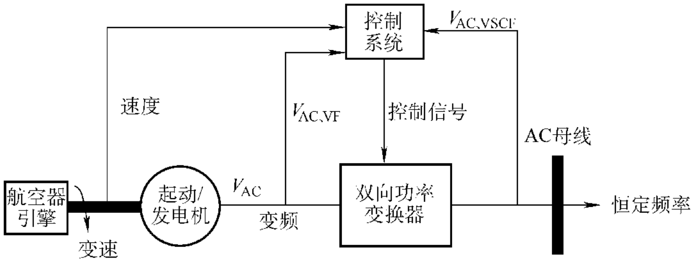


图 6-4　典型变速恒频起动机/发电机系统

同步电机、异步电机和开关磁阻电机都可以用于变速恒频起动机/发电机系统中。根据电磁特性、功率密度、效率、控制难度及特点、设计制造难度、可靠性和热健壮性的不同，它们分别适用于不同的航空器应用领域[11,14~16]。

6.3　航空器配电系统

因为需要把发电机发出的电能传送给终端用电设备，贯穿于整个航空器内部的某种架构的配电系统至关重要。另一方面，为了优化航空器的性能、可靠性和生命周期成本，MEA 更青睐于采用电力系统而不是机械、液压和气压功率传输系统。因而 MEA 的电力系统容量更大、配置更复杂。实际上，MEA 的电力系统中存在多种不同类型的负载，它们所需的电能不同于主发电机直接发出的电能。因此，未来航空器电力系统将采用多电平混合交直流系统。例如，先进航空器电力系统以 270V 直流为主电源，而某些仪器和电子设备采用 28V 直流和 115V 交流作为电源，就连一般概念中主要采用交流电的航空器也不能完全没有直流电。此外，我们注意到就算在用电设备内部各模块中，电路的某些部分需要的电源类型或电平也不同。所以，既需要采用能完成电能形式转换的设备，又需要能完成电平转换的设备，它们都是必需的。因此，现代航空器需要不同类型的电力电子变换器，如 AC/DC 整流器、DC/AC 逆变器和 DC/DC 斩波器。除此之外，变速恒频系统还采用固体双向变换器将频率变化的电能转换为恒定频率和电压的电能。双向 DC/DC 变换器还用于电池充放电单元。因此，未来航空器电力系统将采用多变换器电力电子系统。图 6-5 所示为先进航空器电力系统构架，其中有一些电力电子变换器。

图 6-5 中，由于采用远程智能模块来控制负载，所以减少了电气配线的长度和数量。此外，由于各远程模块间通信/控制总线互连，使得电源管理系统（PMS）的应用成为可能。电源管理系统的主要功能是调整负载的占空比，以减少最大功率需求[21]。其他功能包括电池管理、多电池系统充电策略、负载管理、含整流器在内的起动机/发电机系统管理以及控制和保证供电系统的完整性。

图 6-5 所示的配电控制网络简化了运载器的机体设计和组装。配合智能电源管理控制，配电控制网络还具备以下优点：

1）智能地控制所有负载，因此可以最小的代价将电源管理系统集成到现有的控制系统中。

2）电源管理策略有利于优化发电机和电池的尺寸。

3）在不增加系统复杂程度和成本的前提下改善运载器原有通信系统的性能。

4）基于网络化系统中的电池状态监控，改善运载器的经济性。

此外，可将主配电系统由直流改为交流。交流配电系统的主要优点是可通过变压器方便地改变电压。同时，交流电机使用更方便。

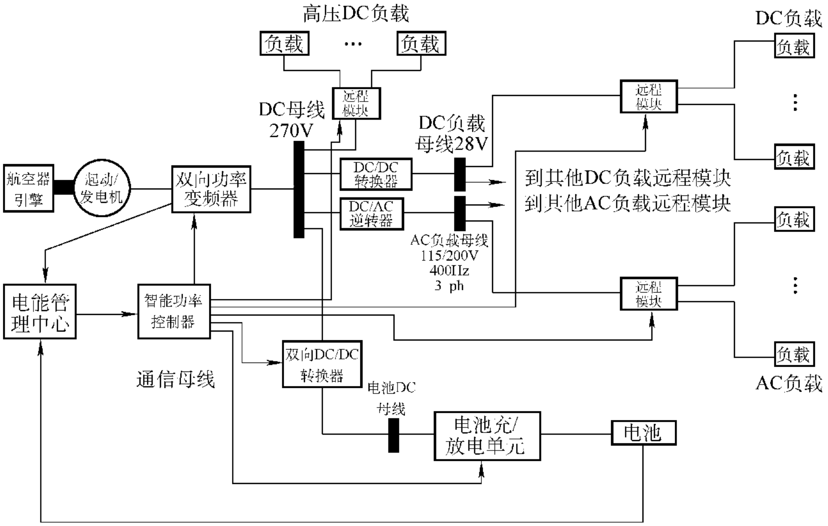


图 6-5　未来先进航空器电力系统构架

6.4　飞机电气系统稳定性分析

研究稳定性的一般方法是在系统的运行点附近将其线性化，得到系统小信号线性化模型。然后可以采用线性系统的稳定性分析方法，如 Routh-Hurwitz 法、根轨迹法、波特图法和奈奎斯特判据，确定系统的稳定性。大信号稳定性不能通过线性化方法得到。换言之，系统的小信号稳定性并不能决定大信号稳定性。

大信号稳定性是指系统在扰动的作用下从一个稳定运行点过渡到另一个稳定运行点的能力。在大信号稳定性评估方面，航空器电力系统对各类扰动的响应很重要。这些扰动包括电力需求的变化、电源的缺失、短路以及断路。此外，部件之间的互连也会影响系统的动态性能。

基于大信号模型的时域仿真能很好地完成航空器电力系统稳定性分析。其稳定性依赖于实际控制、保护电路的动态特性（如欠电压、过电压及过电流等保护）、电力电子变换器的开关效应以及由磁饱和、漏磁、半导体运行、温度变化和老化引起的非线性。

改善航空器电力系统的动态特性和提高其稳定性边界可以从以下方面着手：

1）采用合适的快速响应保护装置；

2）避免大负载接入；

3）扩充电源容量，保留适当的备用发电容量；

4）扩充配电系统容量，保留向负载传送电能的备用容量；

5）避免长连接；

6）根据电源和配电系统的运行状态合理地管理负载，防止过载发生；

7）通过管理中心指令控制负载，应保证系统总是运行在额定功率附近；

8）避免过电压和欠电压的发生。

设计航空器电力系统时，一种保守的做法是增加电源和负载的设计冗余。这需要保守地定义系统稳定边界以及提高保护机制，从而应对运行中出现的任何不稳定状况。然而，实际设计中存在权衡问题，系统既不能运行在其稳定极限，也不能保留过大的发配电容量。实践中总是成本因素决定了如何进行取舍。

参考文献

[1] A. Emadi and M. Ehsani, “Electrical system architectures for future aircraft,” in Proc. 34th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, Vancouver, British Columbia, Canada, Aug. 1999.

[2] A. Emadi and M. Ehsani, Chapter 21 titled “More electric vehicles: 21. 1 aircraft and 21. 2 terrestrial vehicles”, CRC Handbook of Power Electronics, CRC Press, Nov. 2001.

[3] R. E. Quigley, “More electric aircraft,” in Proc. 1993 IEEE Applied Power Electronics Conf. , San Diego, March 1993, pp. 609-911.

[4] J. A. Weimer, “Electrical power technology for the more electric aircraft,” in Proc. IEEE 12th Digital Avionics Systems Conf. , Fort Worth, Oct. 1993, pp. 445-450.

[5] L. J. Feiner, “Power-by-wire aircraft secondary power systems,” in Proc. IEEE 12th Digital Avionics Systems Conf. , Fort Worth, Oct. 1993, pp. 439-444.

[6] L. J. Feiner, “Power Electronics transforms aircraft systems,” in Proc. WESCON’94, Anaheim, Sep. 1994, pp. 166-171.

[7] J. S. Cloyd, “Status of the United States Air Force’s more electric aircraft initiative,” IEEE

AES Systems Magazine, pp. 17-22, April 1998.

[8] E. H. J. Pallett, Aircraft Electrical Systems, Pitman Publishing Ltd. , 1988.

[9] T. K. Eismin, R. D. Bent, and J. L. McKinley, Aircraft Electricity and Electronics, McGraw-Hill Book Company, 1994.

[10] T. L. Skvareniana, S. Pekarek, O. Wasynczuk, P. C. Krause, R. J. Thibodeaux, and J. Weimer, "Simulation of a more electric aircraft power system using an automated state model approach," in Proc. 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , Washington, Aug. 1996, pp. 133-136.

[11] R. Krishnan and A. S. Bharadwaj, "A comparative study of various motor drive systems for aircraft applications," in Proc. 1991 IEEE Industry Application Conf. , Dearborn, Oct. 1991, pp. 252-258.

[12] W. G. Homeyer, E. E. Bowles, S. P. Lupan, P. S. Walia, and M. A. Maldonado, "Advanced power converters for more electric aircraft applications," in Proc. the 32st Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , Aug. 1997, pp. 591-596.

[13] K. C. Reinhardt and M. A. Marciniak, "Wide-bandgap power electronics for the more electric aircraft," in Proc 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , Washington, Aug. 1996, pp. 127-132.

[14] E. Richter, "High temperature, lightweight, switched reluctance motors and generators for future aircraft engine applications," in Proc. American Control Conference, 1988, pp. 1846-1851.

[15] M. E. Elbuluk and M. D. Kankam, "Potential starter/generator technologies for future aerospace application," IEEE Aerospace and Electronics Systems Magazine, vol. 11, no. 10, pp. 17-24, Oct. 1996.

[16] J. G. Vaidya, "Electrical machines technology for aerospace power generators," in Proc. 1991 Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , vol, 1, 1991, pp. 7-12.

[17] T. L. Skvarenina, O. Wasynczuk, P. C. Krause, W. Z. Chen, R. J. Thibodeaux, and J. Weimer, "Simulation and analysis of a switched reluctance generator/more electric aircraft power system," in Proc. 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , Washington, Aug. 1996, pp. 143-147.

[18] E. Richter and C. Ferreira, "Performance evaluation of a 250kW switched reluctance starter/generator," in Proc. 1995 IEEE Industry Applications Conf. , Orlando, Oct. 1995, pp. 434-440.

[19] E. Richter, C. Ferreira, J. P. Lyons, A. V. Radun, and E. Ruckstadter, "Initial testing of a 250kW starter/generator for aircraft applications," SAE Aerospace Atlantic Conf. Rec. , Dayton, April 1994.

[20] T. M. Jahns and M. A. Maldonado, "A new resonant link aircraft power generation system," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 29, no. 1, pp. 206-214, Jan. 1993.

[21] M. A. Maldonado, N. M. Shah, K. J. Cleek, P. S. Walia, and G. J. Korba, "Power man-

agement and distribution system for a more electric aircraft (MADMEL) -program status," in Proc. 32st Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , Aug. 1997, pp. 274-279.

[22] R. E. Kalman and J. E. Bertram, "Control system analysis and design via the second method of Lyapunov: I. continuous time systems," American Society of Mechanical Engineering, 1960.

第 7 章　航天电力系统

电力是国际空间站（ISS）最关键的组成部分。因为它是航天员在国际空间站上舒适生活的首要资源。除此之外，电力也能保证空间站设施的安全运行，并有助于空间科学家在外太空进行进一步的研发工作。给如此庞大的系统供电成为摆在电气工程师面前的一个巨大难题。本章将就如何战胜这个难题详细讨论国际空间站的电力系统（EPS）。首先，我们将详细讨论作为首级发电单元的光伏（PV）系统。然后，还将涉及作为次级储能设备的电池和飞轮技术。此外，本章还会介绍用于小卫星和星际任务的航天器电力系统。同时还将介绍用于航天任务的各种替代电源。最后会以美国国家航空航天管理局（NASA）设计的TERRA 地球轨道系统（EOS）和太空雷达（SBR）卫星的电力系统为例，作详细介绍。

在航天器电力系统架构的详细介绍中，我们将重点介绍光伏电力变换技术和太阳能阵列技术。在电池设计部分将讨论电池技术和能量管理并重点研究各种劣化因素。对于电力系统中的电力变换系统和电池组中的电池充放电单元（BCDU），我们将讨论电力电子技术在其中的作用。一般来说，DC/DC 双向电力电子变换器广泛应用于航天电力系统。此外，其他各种更小的直流负载都由小功率 DC/DC 变换器单元（DDCU）供电。

7.1　航天电力系统简介

如前所述，国际空间站上的电力系统对空间站极其关键。电力既能保证太空中生活的舒适度，也能保证极高的安全性。同时，没有电力就不可能在空间完成科学实验。因而，国际空间站的电力系统设计非常重要。

国际空间站的电力系统是外太空中最大的电力系统。众所周知，整个国际空间站电力系统基于直流系统。国际空间站惟一可利用的便捷能源是太阳能。因此就不难理解为什么 NASA 的研发工作一直以来都集中在 PV 阵列技术。国际空间站的电力系统采用由 PV 电池构成的阵列来产生大功率电力[1]。此外，国际空间站以可充电的 $Ni-H_2$（镍氢）电池作为次级储能设备。由于所谓的轨道“日蚀”部分的存在，所以 PV 电池不可能一直接收阳光，因而次级电池的存在保证了国际空间站供电的连续性。电池在轨道能被阳光照射的时候进行充电。

尽管以上过程看起来简单，但从收集太阳能到将其转换成可用电力及分配

给各种负载的过程中都会产生过剩的热量，对航天器的运行及其可靠性造成不良影响。为了散发这些热量，国际空间站采用了特殊的散热器，这将在详细讨论国际空间站电力系统时具体讲解。

7.2 国际空间站

如前所述，在外太空中，国际空间站惟一可用的能源是来自太阳的光能。但是，由于国际空间站的太阳板不是一直都可以被阳光照射，所以必须要有次级/备用电源，以保证供电的连续性。最初采用的 Ni-Cd（镍镉）电池寿命短，不能满足应用要求。后来采用的 Ni-H_2 电池虽然重量大得多但运行时间更长，是目前相对较好的选择。实际国际空间站如图 7-1 所示。从图中可以看到其独特的太阳板阵列结构。

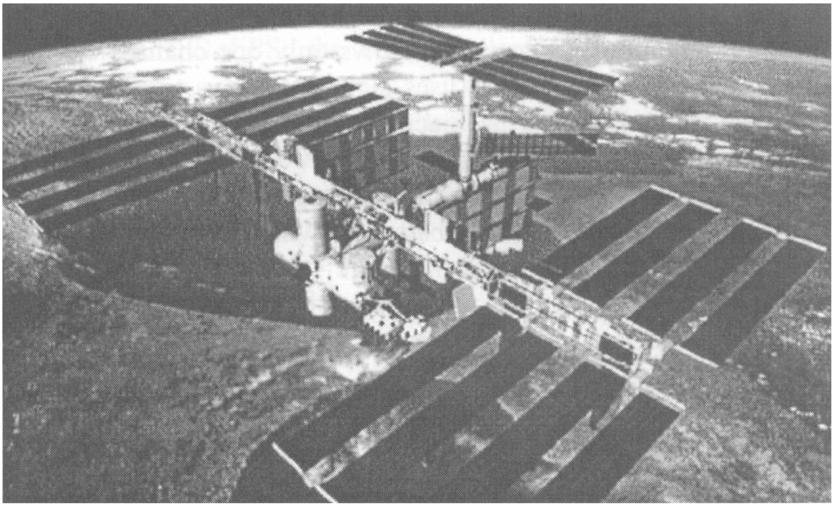


图 7-1 国际空间站全景图（美国国家航空及航天管理局（NASA）Glenn 研究中心供图，美国俄亥俄州克利夫兰市）

国际空间站电源管理和配电（PMAD）系统的基本配电电压为直流 160V[1,2]，由一系列的电力电子开关来实现。此外，为了满足运行条件，DC/DC 电力电子 Buck 变换器单元将 160V 直流变换为 120V 直流。120V 系统被称作次级电力系统，用于国际空间站的电气负载。DC/DC 变换器单元（DDCU）能满足隔离次级系统和首级系统的需要，同时也能保证整个空间站的电能质量[1]。国际空间站电力系统的原理如图 7-2 所示。

国际空间站的电力系统基本分为两个主要部分，即俄罗斯部分和美国部分（将在后面详细说明）。俄罗斯部分基本为国际空间站俄罗斯部分的核心负载和

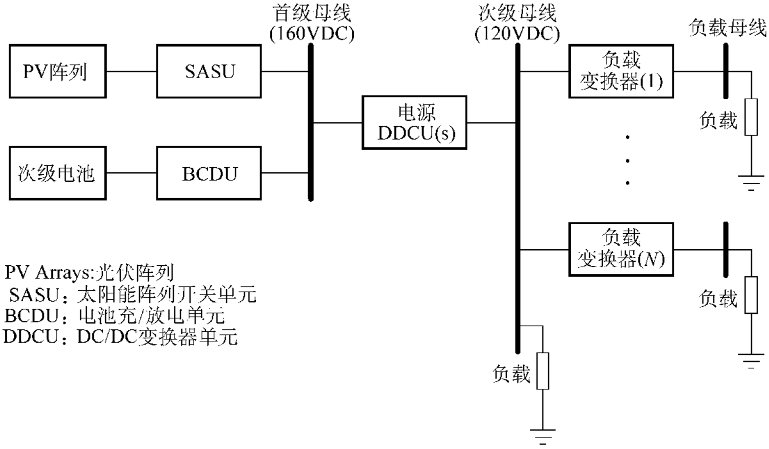


图 7-2　国际空间站电力系统一个电力通道的示意图

有效负载提供电力。包括俄罗斯部分和美国部分在内的整个电力系统功率可达110kW，基本上能满足将近50户一般大小房屋的电力需求。除此之外，还保留了一个50kW的电源用于研发工作[1]。

国际空间站的电力系统由许多电力通道组成[1,2]。为了简化说明，图7-2只给出了一个电力通道示意图。整个电力系统通过8个PV阵列将太阳能转换为电能。由于国际空间站对电力需求非常大，所以每个太阳能阵列由将近300000块硅光电池组成。如前所述，为了避免供电中断，NASA开发了可再充电的Ni-H_2电池，并与太阳能阵列并联，如图7-2所示。太阳能阵列电力系统和次级电池系统都与首级母线相连，由其供应160V直流电。次级电池在可被太阳照射的轨道部分充电，在轨道的“日蚀”部分投入使用。这些电池以每40个为一组串联叠装在一起，其温度和压力长期处于监控之下。它们被装设在在轨更换单元（Orbital Replacement Unit，ORU），可在轨道中方便地完成更换[1]。Ni-H_2电池一般可使用4～6年。

当太阳能阵列发电时，空间站会尽量保持几乎与太阳能阵列一样的电压水平[1]。因此，在这种条件下，由于太阳板表面与周围物体之间会燃弧，因此存在电位问题。为了解决这个问题，NASA的工程师设计了一种特殊的空心阴极组件，它是“等离子体接触器”的最核心部件，用来将整个空间站结构接地[1]。接地是通过向太空中排放含有离子和电子的气体实现的，这种气流所带的剩余电子产生了表面电荷。

在电力系统设计的过程中，可能出现的另一个问题是采用电池存储和分配电能所产生的大量过剩的热量会损坏关键设备。为了解决这个问题，NASA的工程师选择了液氨散热器，从而将航天器里的热量散发出去[1]。

至此为止，我们已经简要介绍了国际空间站电力系统的设计和工作原理，现在有必要详细研究其各个部分了。首先，空间站电力系统是多变换器电力电子系统的极好的例子[2]。重新回到图7-2，首级电源母线上的电能为160V直流电，这在前面已经说明。首级母线既向Ni-H_2电池供电，又通过电池充放电单元（BCDU）从电池取电。电池充放电单元本质上是一个双向DC/DC电力电子变换器。DC/DC变换器单元（DDCU）通过降压向次级母线提供120V直流电[2]。另外，这种小功率DC/DC变换器还供给所有较小的负载。根据负载母线的需求，它还可以进一步降低电压水平。因此，整个国际空间站的电力系统是基于直流的系统，而且离不开诸多的电力电子设备。

接下来，我们将介绍国际空间站电力系统的各种功能。这些功能主要依靠首级电力系统、次级电力系统及支持系统实现[3]。每一种功能都将在后面小节中介绍。

7.2.1 首级电力系统

空间站首级电力系统最基本的部件是所谓的“电力通道”，它是包含太阳能阵列在内的硬件集合。除太阳能阵列外，它还包括顺序分流单元（SSU）、Beta万向节装置（BGA）、电子控制单元（ECU）、BCDU等。图7-3所示为PV模块基本的功率流向图。

从图7-3可以看到，电力系统包含一个首级电力系统和次级电力系统。一般，首级电力系统有以下三种功能：

1）首级发电；

2）首级储电；

3）首级配电。

首级发电涉及太阳能到电能的变换以及电能的调节。如图7-3所示，SSU的主要功能是从PV阵列获取电能并将首级母线电压保持在直流160V。但是使用首级电能设备的设计运行电压高于160V，通常在直流130～173V[3]。图7-3中Alpha和Beta万向节用来旋转太阳板阵列，使其总是朝着太阳的方向，以向空间站提供最大电力。

首级储电功能是通过前面所讲的可再充电Ni-H_2电池实现的。每一个电池模块都有其自身的电池充放电单元（BCDU），从而保证各自的充电状态（SOC）。

从图7-3可以看到，在轨道能被太阳照射时，直流开关单元（DC Switching Unit，DCSU）通过首级母线将电能从PV阵列传送给国际空间站。此外，DCSU也将从PV阵列获取的电能传送给Ni-H_2电池对其进行充电。

在图7-3所示的首级发电部分，基本由硅制成的太阳能电池将太阳能转化为电能，其转换效率接近15%[4]。PV阵列的I-V曲线及负载曲线如图7-4所示。

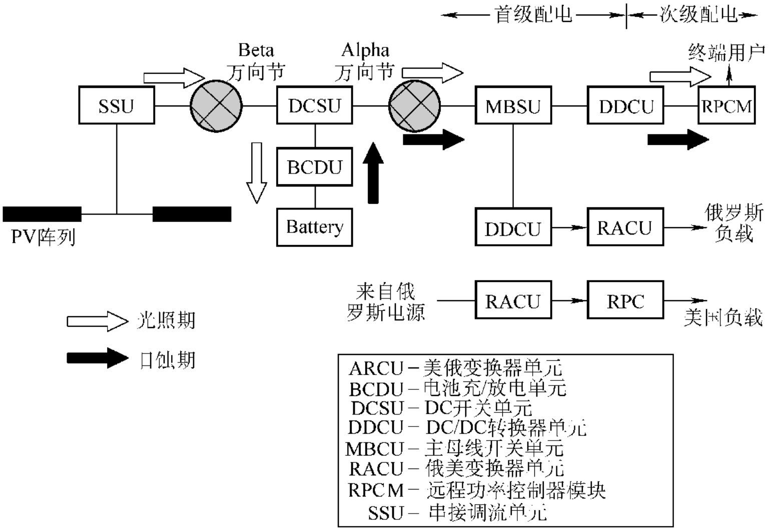


图 7-3　国际空间站电力系统 PV 模块基本功率流向图

在图 7-4 中，负载曲线以虚线表示，它与 PV 阵列特性曲线有两个交点。这两个交点代表运行工作点。图 7-3 中的 SSU 采用固态开关，以 20kHz 的频率进行通断，将从单个阵列获取的电能动态地分流以满足负载需求。同时，SSU 还要将阵列的响应保持在一个较低的运行点[4]。DDCU 除了为首级与次级系统提供一个 20dB 的隔离外，还将电压降低到 120V。

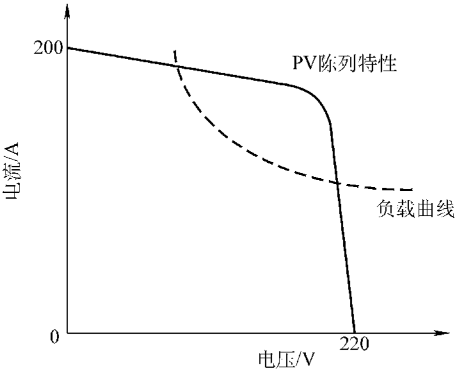


图 7-4　典型 PV 阵列曲线及负载曲线

7.2.2　次级电力系统

广义的次级电力系统有两种主要功能：

1）次级电能转换；

2）次级电能分配。

次级电能转换系统采用的在轨更换单元（ORU）实质上是 DDCU，完成首级电能向次级电能的转换。DDCU 的输出为经整流产生的 120V 直流电，并有约 150% 的限流能力，以满足协同故障保护的需要[4]。次级电力系统由远程功率控

制器（Remote Power Controllers，RPC）和电缆组成，通过 DDCU 获取电能，为主要的航天负载及飞行实验装置提供电力。

国际空间站俄罗斯部分存在 28V 的网络，所以采用的电力电子变换器与美国和其他合作国家不同。正因为如此，DDCU 和 RPC 可以供应除俄罗斯部分外的所有负载。远程功率控制模块（Remote Power Control Module，RPCM）是次级配电系统的基础，其关键部分基本由 RPC 组成[4]。次级电能主要来源于 DDCU，然后通过由次级配电装置（Secondary Power Distribution Assemblies，SPDA）和远程配电装置（Remote Power Distribution Assemblie，RPDA）组成的 ORU 网络进行分配。

7.2.3　支持系统

支持系统是国际空间站电力系统的最后一项功能，它包括以下子功能：

1）热控制；

2）接地；

3）指挥和控制。

之前本章已经就热控制问题进行了说明。需要注意的一点是，接地采用的是单点接地（Single Point Ground，SPG）结构，从而保证国际空间站上的所有设备都有同样的电位。

监督和控制功能主要负责管理前面介绍的所有功能，从而完成对电力系统运行监控。这些功能可由站上或地面上的应用软件或硬件来实现。在地面进行的监控必须满足电力系统运行、分析和规划的需要。

在讨论完国际空间站电力系统主要功能后，还有必要说明未来的开发工作。此类研发工作可大大改善后期国际空间站的运行。比如砷化镓（GaAs）太阳板阵列可能成为目前太阳板阵列的替代者。这是因为砷化镓阵列和硅之间存在一个非常重要的不同点：它能更好地利用其聚能器将阳光聚焦在 PV 电池上，从而显著地提高阵列的输出效率[4]。除此之外，未来开发工作的另一个领域就是替代储能装置。

如果相比目前使用的 Ni-H_2 电池显著改善，就可以提高能量密度，从而明显增加国际空间站平均可用功率。基于这个考虑，目前的纤维 Ni-Cd（Fibrous Nickel-Cadmium，FNC）电池，飞轮及燃料电池技术都可能成为提供必要次级电能的替代品[4]。纤维 Ni-Cd 电池比 Ni-H_2 电池运行温度范围更宽，而且价格也更低廉。

跟电池相比，飞轮有储能容量大、恢复效率高和运行寿命长的特点。除此之外，另一个可用来提供次级电能的新技术就是燃料电池。它有极高的能量密度（约为 4000Wh/kg，而电池为 100Wh/kg）。第 9 章将对燃料电池作详细介绍。

7.2.4　美俄部分之间的电能交换

国际空间站电力系统为混合系统，这包含两个主要部分，即 120V 的美国建造部分和 28V、120V 的俄罗斯建造部分[5]。这两个系统彼此独立，通过 DC/DC 变换器连接。这种连接方式可根据系统的需求合理地进行功率传输。

以上讨论的大部分都是与美国有关的国际空间站部分。为了简要地说明俄罗斯部分，本节不讨论电能交换问题，只介绍俄罗斯部分电力系统的总体情况。

俄罗斯部分电力系统可概括为两个基本类型，即 28V 电网和 120V 电网。系统中存在两个 28.5V 的系统，功率分别为 3.5kW 和 4.4kW[5]。120V 系统还处于设计阶段，因此这里将不作具体讨论。俄罗斯系统的基础部件包括：

1）太阳板阵列；

2）太阳板阵列调节器；

3）美俄变换器单元（ARCU）；

4）Ni-Cd 电池；

5）电池充放电单元（BCDU）；

6）主母线排和母线滤波器。

实际运行中多次出现过需要在美俄部分之间传输一定功率的情况。从图 7-3 可以看出，功率大体是通过被称作俄美变换器单元（Russian-to-American Converter Unit，RACU）和美俄变换器单元（American-to-Russian Converter Unit，ARCU）的 DDCU 进行传输的。一般情况下，RACU 将俄罗斯系统中 28.5V ± 0.5V 的电能变换为美国部分可用的 123V ± 2.0V 的电能[5]。反之，安装在美国部分的 ARCU 用于完成美国部分向俄罗斯部分的功率传输。ARCU 的额定功率分别为 1.3kW 和 1.5kW。1.3kW 的 ARCU 工作在直流 110V 和 130V 之间，1.5kW 的 ARCU 可工作在直流 110V 和 180V 之间[5]。

7.2.5　未来飞轮技术的发展

飞轮技术有可能成为目前 Ni-H_2 电池的替代品用作次级储能装置，因此受到重视。本节将简要介绍这项技术在代替可再充电电池而作为次级储能装置时的实际运行方式。

众所周知，可再充电 Ni-H_2 电池设计寿命大概是 6 ~ 7 年，但是国际空间站的寿命约为 15 年[5]。因此需要周期性地更换电池组，也就意味着会不断地产生相应的费用开销。NASA 想要在国际空间站应用飞轮来储能，这样就可以减少电池更换和发射重量及费用。

飞轮储能系统（Flywheel Energy Storage System，FESS）如图 7-5 所示。它可以替代电池及其附件。此外，根据电池和飞轮的特性，我们将主要的功率需求

归纳在图 7-6 和图 7-7 中。每一个飞轮储能单元（Flywheel Energy Storage Unit，FESU）由 2 个飞轮模块及其控制电路组成[5]。每个飞轮模块主要包括：

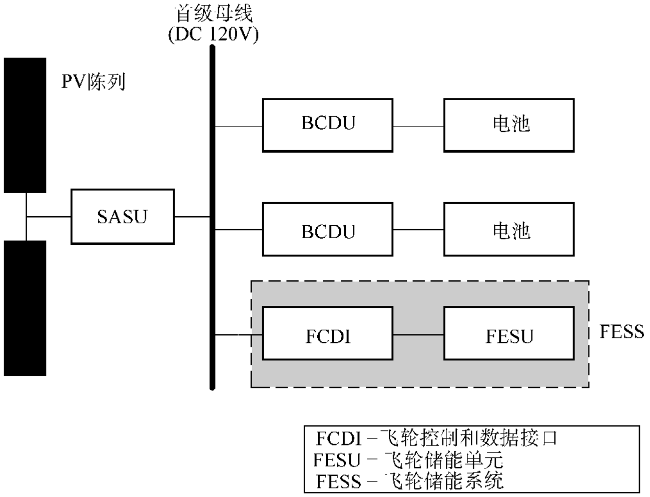


图 7-5　飞轮和电池混合储能系统

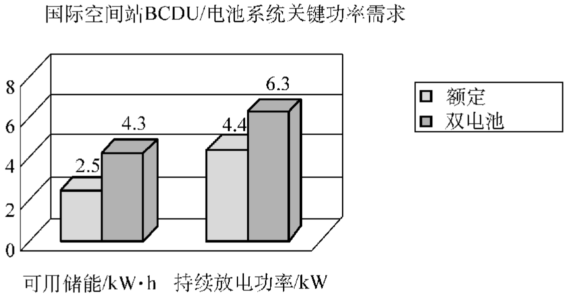


图 7-6　国际空间站 BCDU/电池系统关键功率需求

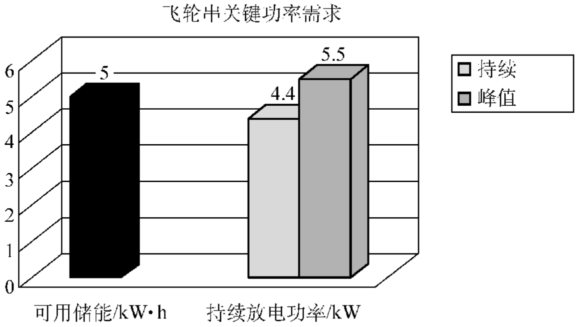


图 7-7　飞轮储能系统（FESS）关键功率需求

1）复合转子；
2）电动机/发电机；
3）磁执行机构；
4）轴承系统；
5）旋转制动系统；
6）传感器；
7）外壳。

在轨道能被太阳照射的部分，反向旋转的飞轮，从 PV 系统获取能量并达到最大转速，转速在 60000r/min 到 70000r/min 之间，为飞轮的储能过程[5,6]。在轨道的“日蚀”部分，飞轮驱动发电机，将电能输出到首级母线，其转速随即从最大减到约 20000r/min，为飞轮的释能过程[5,6]。

以上讨论的是 FESS 的基本运行模式。有必要说明一点，采用 FESU 替代 BCDU 及电池模块可能会给系统稳定性及交互影响带来某些不确定因素。因此，在应用 FESU 之前还必须对诸如故障保护、电流分配、电能质量和整个系统稳定性等主要问题进行全面检查，这些问题都非常关键[6]。

7.3　航天器电力系统

航天运载器一般会航行到距地球上百万英里的太空，在其航行过程中经常会遭遇恶劣的环境。因此，这些运载器的电能必须非常高效和可靠，PV 阵列基本上是其最佳的电源选择。

航天器电力系统主要由首级发电系统（PV 阵列）和电能管理及配电系统组成。此外，电力系统还包括一个次级储能系统（电池），用来给其他航天器负载供电。本节余下部分将介绍运行于地球轨道或航行至遥远星球的航天器使用的各种发电技术。

本节主要讨论典型航天器电力系统的概念性设计及性能分析。一般来说，基于电力系统的航天器大量采用了太阳能电推进（SEP）[7]。航天器电力系统通常采用成通道的直流 500V 电能管理及配电（Power Management and Distribution，PMAD）架构，航天电力系统的典型框图如图 7-8 所示。每个通道包括一个 PV 阵列、一个太阳跟踪万向节和一个阵列调节单元（Array Regulation Unit，ARU）[7]。阵列调节单元通过配电电缆向控制配电单元（Power Distribution Unit，PDU）供电。

如图 7-8 所示，PDU 把从首级 PV 阵列获取的电能分配给推进器的电力处理单元（Power Processing Unit，PPU）。它主要包括有效负载电源、锂离子电池的 BCDU、控制器等。

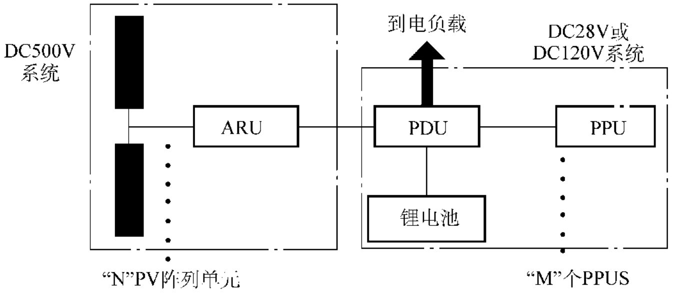


图 7-8　典型航天器电力系统框图

由于推进器在轨道的“日蚀”部分不工作，只需用锂离子电池存储很小的能量（约为 15kW・h）就足够供给有效负载及 SEP 部分的负载。

PMAD 运行时使用 500V 直流电，这样可以减小 PPU 的尺寸、复杂程度及功耗[7]。由于 500V 直流电压的运行电流更小，所以可采用更小的导体，从而节约成本。而且直流 500V 对于标准航天电力电缆来讲并不高，仍可使用标准电缆。总的来说，SEP 架构对于外太空的星际任务而言是一个非常有吸引力的解决方案。

7.3.1　航天器电力系统的替代电源

所有的地球轨道卫星在“日蚀”阶段都由电池来供电。这类“日蚀”一天中会发生很多次。因此对电池进行再充电才能满足每次“日蚀”阶段的供电需要[8]。充放电周期及放电深度是实际选择航天器电力系统电池的准则。一开始用 Ni-Cd 电池给航天器提供电力比较受欢迎。但是很快就发现其最长寿命只有 8 年。因为电池每次放电都不充分，至少会剩余 60% 的容量[8]。由于锂离子电池的能量密度可达 200Wh/kg，所以在不远的将来可能成为不错的选择。但是，在卫星环境下锂离子电池的实际寿命只有几千次充放电周期。

基于以上原因，近来在航天电力系统的应用中，重量大得多的可再充电 Ni-H_2 电池很受欢迎。一般来讲，Ni-H_2 电池的寿命约为 20000～30000 个充放电周期，从而降低了寿命周期成本，并能保证在卫星 10 年的预期寿命期间连续工作。从 20 世纪 60 年代早期开始，燃料电池就被视为执行太空任务的另一个具有吸引力的替代电源。对于长期太空任务而言，燃料电池的能量存储及转换基于氢气技术，这一点非常重要。碱性燃料电池（Alkaline Fuel Cell，AFC）的电解质是固定不动的，因此被视为航天飞机最佳电源之一[9]。近几年，质子交换膜燃料电池（Proto Exchange Membrane Fuel Cell，PEMFC）在航天飞机应用领域比 AFC 更受青睐。比如说 NASA 正在考虑升级其燃料电池项目，用 PEMFC 单元来替代现有的 AFC 单元[9]。

本节中进一步的讨论将涉及实际太空任务中航天器电力系统的一些实例。这些说明将更全面地展示航天器电力系统及其细节。

7.3.2　TERRA 地球轨道系统航天器

TERRA 地球轨道系统（Earth Observing System，EOS）航天器代表了 NASA 实现的第一个高电压航天器电力系统。此航天器最低寿命为 5 年，其平均功率需求约为 2.5kW[10]。TERRA 主要利用太阳能电池上的砷化镓（Gallium Arsenide，GaAs）发电来满足此功率需求。这种电能单元有超过 30000 个此类 PV 电池，可产生约 5kW 的电力。TERRA 使用了两个由 54 块电池串联而成的 Ni-H_2 电池，以保证在轨道的“日蚀”部分时的供电[10]。此外，通过 PDU 可实现相应的控制，它能在任何负载情况下提供 120（1 ±4%）V 的直流电。此电压由顺序分流单元（SSU）和两个 BCDU 产生。TERRA EOS 航天器如图 7-9 所示。

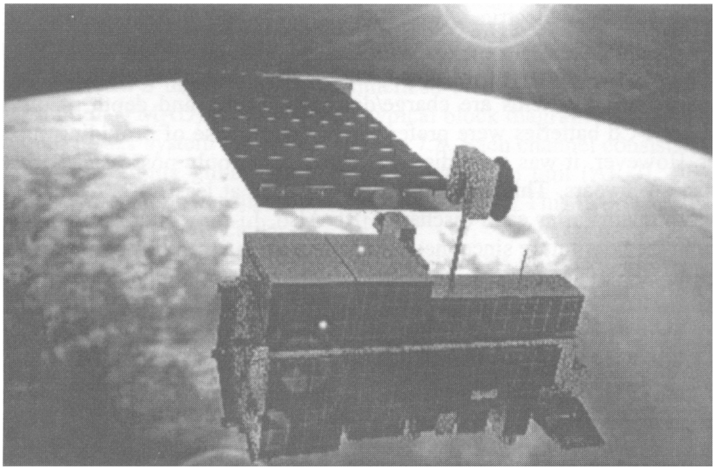


图 7-9　TERRA EOS 航天器全景图（美国国家航空和航天管理局［NASA］TERRA EOS 航天器供图，http：//terra. nasaa. gov/）

7.3.3　太空雷达卫星电力系统

太空雷达（Space Based Radar，SBR）卫星主要用来提高 21 世纪的监视能力。SBR 卫星的主要应用包括空中交通管制和主权领土监视[11]。本节涵盖有关电力系统的关键设计问题及 SBR 航天器发配电相关问题。

从根本上讲，SBR 电力系统与现有电力系统在许多方面存在不同。首先，雷达有效负载需要数十千瓦的直流输入功率。其次，次级负载［发送器/接收器模块（T/R modules）］分布很广。最后，雷达对 DC 电源的瞬态响应也有严格的要求[11]。

航天器飞行中所搭载的各种有效负载的分析也很重要。如前所述，负载主要是 T/R 模块。它们被称为首级负载，消耗了很大一部分航天器总功率，如图 7-10 所示。

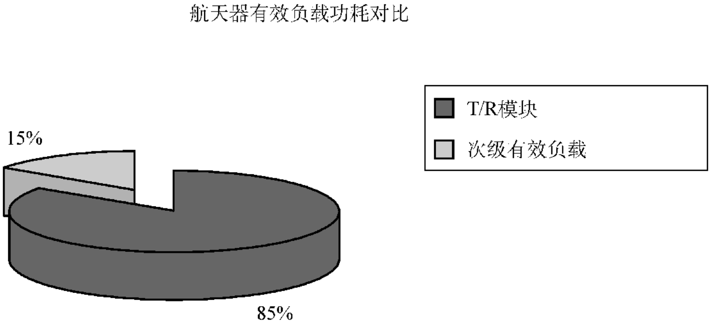


图 7-10　航天器有效负载功耗对比

最近一项有关 SBR 卫星有效负载的研究表明，尽管次级有效负载很重要，它却不会直接影响到电力系统的设计[11]。此外，进一步的研究发现，只要处于开启状态，雷达就需要约 20～25kW 的直流输入。图 7-11 总结了各种类型的首级及次级有效负载。

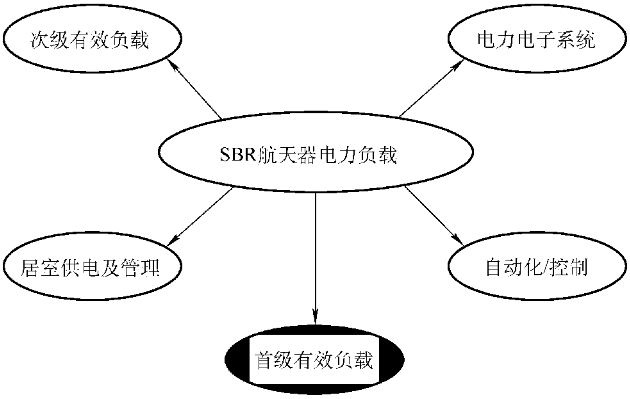


图 7-11　SBR 航天器功率负载概览

SBR 电力系统的基本模型如图 7-12 所示。我们将对存在的一些设计问题及折中方案进行讨论。雷达系统的负载特性是影响设计的主要因素之一。一旦根据设计目的将整体的功率和能量水平确定后，就需要考虑许多其他的因素。这些因素包括各种设计区域的电压类型及电平、配电架构、各种元件和模块的布置、控制系统架构和组件技术等[11]。

关于 SBR 航天器电力系统未来的发展，普遍考虑采用可折叠的 PV 阵列。此外，关于配电系统，主要的关注点是电力变换及调理系统。目前还不能确定是

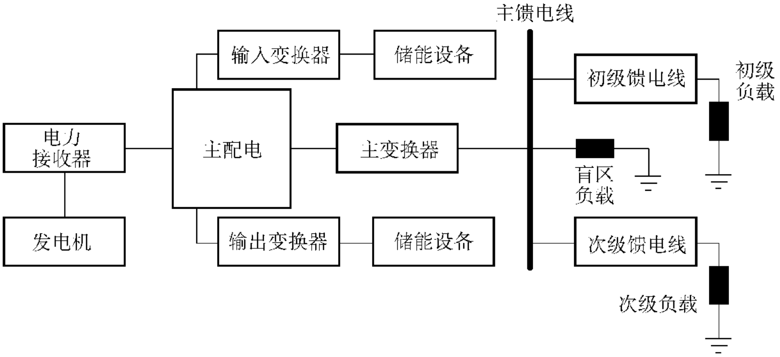


图 7-12　SBR 电力系统基本模型

采用分布式电能调理单元还是采用集中式电能调理单元[11]。集中式方案要求电力变换器的功率为 5 ~ 10kW，效率为 85% ~ 90%。另一方面，分布式调理器所需功率较低，约 1 ~ 5kW，但是效率要求更高，在 90% ~ 95% 之间。这些设计要求对设计工作提出了严峻的挑战。要设计一个成功的 SBR 电力系统必须战胜这些挑战。因此，研究人员针对一些关键技术制定了进一步的研究计划，以期在不久的将来实现它们。

因为电能让乘员舒适地生活、安全地运行空间站及进行有益的科学实验，所以它是航天运载器电力系统最关键的资源。例如前面介绍过的 PV 阵列，它为国际空间站提供电能。但是由于不能一直接收到太阳光线，在“日蚀”期间国际空间站依赖 $Ni\text{-}H_2$ 可再充电电池组来保持供电。前面几节详细介绍了国际空间站电力系统的基本运行情况及设计、控制细节。

除此之外，还就国际空间站电力系统研发工作未来努力方向进行了讨论。研究了各种替代电源及其运行特性以及折中方案。当来自世界各地的人们继续在国际空间站上的探索和开发时，他们将依靠这个设计精良的电力系统来利用太阳能。国际空间站是外太空最大的电力系统，它为电力系统和电力电子技术领域的工程师提供了巨大的机遇。

7.4　建模和分析

本节将描述一种新的模块化方法，用于多变换器电力电子航天系统的建模和仿真。这些航天系统由多个独立的变换器构成。这些变换器连接在一起从而形成一个庞大复杂的系统。由于存在很多变换器互连，所以它们之间可能有大量动态的相互作用。通常采用平均值方法对这些系统进行建模[12 ~ 23]。但是这种

方法不能反映快速和大信号情况下的动态特性。因而我们采用一种同时考虑状态变量的平均及谐波综合的方法，这种大信号方法的主要优点是没有对信号变化大小的限制。采用这种方法，不仅有利于简化分析过程，还可在系统分析时增大时间步长，从而极大地减少运算时间和内存需求。此外，这些模型灵活可变，可在后期进行修改，它们也能用于其他不同结构的系统。

7.4.1 建模和仿真思路

多变换器电力电子系统中，系统对电力电子变换器的相互作用、不断变化的功率需求及各种扰动的响应方式最值得关注。变化的功率需求给系统引入了宽范围的动态变化。每次变化都发生在不同的时间尺度上。在这方面，负载需求快速改变需要最快的动态响应速度、系统操作动作所需的动态响应较慢、负载需求慢速改变所需的动态响应最慢。类似地，系统对扰动的响应方式也涵盖了宽范围的动态变化及相关的时间尺度。

对于由许多不同变换器构成的航天电力系统而言，其测试非常昂贵，这是由其尺寸和复杂程度造成的。所以开发可靠的大信号模型来分析此类系统是非常重要的。无论在设计前还是在设计过程中，对这类系统的建模和仿真都有许多优点：可估计变换器及它们之间的相互作用，减少高昂的重复设计，有助于折中研究和参数研究，有助于测试情况的定义及测试异常的解释。

如果按照系统级研究的需要将系统定义为大信号模型，那么线性化的平均模型显然不再适用。要想保证整个系统性能仿真的精度就必须使用非线性时变系统模块的时域仿真。此非线性时变模块包括保护电路、系统动态控制和约束。但是采用电力变换器开关模型的瞬态仿真占用计算机资源多，仿真时间长，而且经常出现仿真收敛错误。而采用平均模型就要比开关模型快得多，也不需要占用过多的计算机资源[12~16]。状态变量的小信号变化条件是主要约束[13,14]。因为多变换器电力电子系统的某些状态变量有大信号变化及振荡现象，所以不可能对其使用平均方法。

通过采用广义的状态空间平均法可对不同状态变量波形的各类变换器进行大信号建模。这种方法采用傅里叶级数，并且傅里叶级数的系数与时间无关。这种方法普遍采用了简化近似的方法，略去了上述级数中不重要的项[24~27]。DC/DC 对称谐振变换器存在谐波。这种方法对于保留 DC/DC 对称谐振变换器的直流和一次项效果不错[24]。对其他类型的单端 DC/DC 变换器同样有不错的效果[25,26]。本节将描述这种更普遍的方法及其在多变换器电力电子系统中的应用。这种模块化方法的主要优点是：①增大了系统分析的步长从而减少计算时间和所需计算机内存；②简化了分析过程；③快速和大信号动态仿真；④可对系统中每个变换器内部的状态变量仿真；⑤灵活可变，可在后期进行修改；⑥通过

对相对简单子系统的建模，减少了大系统建模的复杂性；⑦模型可用于不同的系统，可用于具有不同拓扑的多变换器电力系统的仿真包中。

7.4.2　广义状态空间平均法

广义状态空间平均法的前提是：波形 $x(t)$ 可在区间 $(t\text{-}T,\ t]$ 上用傅里叶级数以任意精度近似表示：

$$x(t)=\sum_{k=-n}^{n}\langle x\rangle_k(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}k\omega t}\tag{7-1}$$

式中

$$\omega=\frac{2\pi}{T}$$

$$\langle x\rangle_k=\frac{1}{T}\int_{t-T}^{t}x(\tau)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}k\omega\tau}\mathrm{d}\tau\tag{7-2}$$

式（7-1）中，n 的值由所需的精度确定。如果 n 趋近于无穷大，那么近似所产生的误差就接近零。如果我们只考虑 $k=0$ 的项，那就与状态空间平均法一样[12]。如果一个状态变量没有振荡且几乎不变，我们只用 $k=0$ 的项。如果一个状态变量只有与正弦波类似的振荡形式，那么我们就使用 $k=-1$，1 的项。这种方法叫做一次谐波近似。此外，如果一个状态变量既有直流分量又有振荡形式，我们就使用 $k=-1$，0，1 的项。考虑的项越多，精度就越高。

对每个变换器进行建模时，T 的选择非常重要，需要仔细考虑。比如，对于 DC/DC 变换器，T 为开关周期；对于 DC/AC 逆变器，T 为输出电压基波周期。$\langle x\rangle k(t)$ 为傅里叶系数。因为区间的滑动是时间的函数，所以傅里叶系数也是时间的函数。当长度为 T 的窗口滑过实际的波形时，会计算出这些傅里叶系数的演化时间。我们的方法是确定一个合适的状态空间模型，其中的系数式（7-2）为状态变量。傅里叶系数式（7-2）的某些属性对于分析非常关键，详列如下：

1）对时间取微分：第 k 个系数的时间导数计算式为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\langle x\rangle_k(t)=-\mathrm{j}k\omega\langle x\rangle_k(t)+\left\langle\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}x\right\rangle_k(t)\tag{7-3}$$

此方程对于得到含有傅里叶系数的平均模型非常重要。在分析驱动频率变化的系统时，还需要考虑 ω 随时间变化的情况。这种情况下，式（7-3）只是一个近似式而已。但是对于缓慢变化的 $\omega(t)$，它就是一个不错的近似[24]。

2）变量函数的变换：

$$\langle f\rangle_k=\langle f(x_1,x_2,\cdots,x_n)\rangle_k\tag{7-4}$$

多数情况下，不可能根据有限个系数 $\langle x\rangle_i$ 得到式（7-4）的显式形式。当 f

为多项式时，精确计算式（7-4）才可行。这个计算过程基于以下的卷积关系：

$$\langle x.y\rangle_k = \sum_i \langle x\rangle_i \langle y\rangle_{k-i} \tag{7-5}$$

其中，求和是对所有整数 i 进行的。许多情况下，我们需要忽略式（7-5）中许多足够小的项。在 f 为多项式的情况下，分别考虑齐次项可计算出式（7-4）的结果。常数项和线性项的变换不重要。二次项的变换可由式（7-5）得到。对于更高阶齐次项，通过因式分解将每一项分解为两个低阶项的乘积，然后再对每一个因子进行处理。

7.4.3 多变换器电力电子系统的建模和分析

本节中，我们应用广义状态空间平均法得到了多变换器电力电子系统的建模方法。例如第 12 章中，我们对图 12-1 中的典型系统进行了建模。我们还对比了系统出现不同动态过程时的响应。模块化方法被用于多变换器电力电子系统的建模和分析。变换器和系统的子系统模块化后再互连形成整个系统。将系统模块化为变换器和子系统有几个优点：①变换器和子系统的模型可用于不同的系统；②通过对相对简单的子系统进行建模，减少了大系统建模的复杂性；③在容易控制的测试条件下可修改提出的模型。

图 7-13 所示为多变换器电力电子系统中互连的变换器。每个变换器都与处于同一级的其他变换器一起从前级变换器取电压源，然后输出到下级阻性负载和负载变换器 1，…，N。所有的阻性负载都用电阻 R 表示。

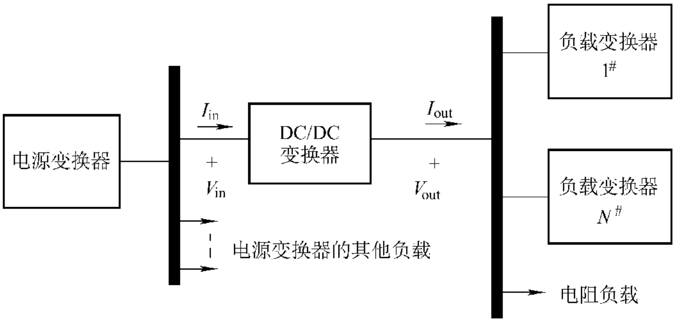


图 7-13　多变换器电力电子系统中的互连变换器

7.4.3.1 多变换器电力电子系统中的 DC/DC 变换器

本节中，我们假设图 7-13 中的变换器是工作在连续导电模式下的 PWM DC/DC Buck、Boost、Buck-Boost 或 Cuk 变换器。它的开关周期为 T，占空比为 d。为了采用广义状态空间平均法，首先定义一个换算函数 $u(t)$：

$$u(t) = \begin{cases} 1, 0 < t < dT \\ 0, dT < t < T \end{cases} \tag{7-6}$$

这个换算函数取决于电路开关控制，电路开关控制要根据电路拓扑结构的改变来确定。

1. Buck 变换器

图 7-14 所示为一个 DC/DC PWM Buck 变换器。通过将式（7-6）代入两组拓扑电路的状态空间方程可得一组统一的电路状态变量等式。

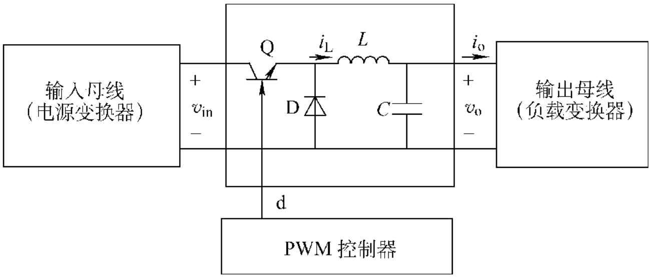


图 7-14　DC/DC PWM Buck 变换器

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{1}{L}[v_{in}u(t) - v_0] \\ \dfrac{dv_0}{dt} = \dfrac{1}{C}[i_L - i_{out}] \\ i_{in} = i_L u(t) \end{cases} \tag{7-7}$$

在广义状态空间平均模型的方程组中，真正的状态变量为电路状态变量的傅里叶系数，在这种情况下为 i_L 和 v_0。用一阶近似可得到 i_L 和 v_0，从而得出下列 6 个实状态变量：

$$\begin{aligned} \langle i_L \rangle_1 &= x_1 + jx_2 \\ \langle i_L \rangle_0 &= x_5 \\ \langle v_0 \rangle_1 &= x_3 + jx_4 \\ \langle v_0 \rangle_0 &= x_6 \end{aligned} \tag{7-8}$$

因为 i_L 和 v_0 为实数：

$$\begin{aligned} \langle i_L \rangle_{-1} &= \langle i_L \rangle_1^* \\ \langle v_0 \rangle_{-1} &= \langle v_0 \rangle_1^* \end{aligned} \tag{7-9}$$

式中　“＊”——共轭复数。

利用式（7-7）中傅里叶系数的时间导数，进一步替换换算函数 $u(t)$ 的傅里叶系数：

$$
\begin{aligned}
\langle u(t)\rangle_0 &= d \\
\langle u(t)\rangle_1 &= \frac{\mathrm{j}}{2\pi}\left(\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi d}-1\right)
\end{aligned}
\tag{7-10}
$$

$$
\begin{aligned}
\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_5 \end{bmatrix} = {} &
\begin{bmatrix}
0 & \omega & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\
-\omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\
\frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & \omega & 0 & 0 \\
0 & \frac{1}{C} & -\omega & -\frac{1}{RC} & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\
0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC}
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_5 \end{bmatrix} + \\
& \begin{bmatrix}
\frac{d}{L} & 0 & \frac{1}{2\pi L}\sin 2\pi d \\
0 & \frac{d}{L} & -\frac{1}{2\pi L}(1-\cos 2\pi d) \\
0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 \\
\frac{1}{\pi L}\sin 2\pi d & -\frac{1}{\pi L}(1-\cos 2\pi d) & \frac{d}{L} \\
0 & 0 & 0
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix} \mathrm{Re}\{\langle v_{\mathrm{in}}\rangle_1\} \\ \mathrm{Im}\{\langle v_{\mathrm{in}}\rangle_1\} \\ \langle v_{\mathrm{in}}\rangle_0 \end{bmatrix} + \\
& \sum_{j=1}^{N}
\begin{bmatrix}
0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 \\
\frac{1}{C} & 0 & 0 \\
0 & \frac{1}{C} & 0 \\
0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -\frac{1}{C}
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix} \mathrm{Re}\{\langle i_{\mathrm{in}j}\rangle_1\} \\ \mathrm{Im}\{\langle i_{\mathrm{in}j}\rangle_1\} \\ \langle i_{\mathrm{in}j}\rangle_0 \end{bmatrix}
\end{aligned}
\tag{7-11}
$$

$$
\langle i_{\mathrm{in}}\rangle_1 = \left[dx_1+\frac{1}{2\pi}\sin(2\pi d)x_5\right]+\mathrm{j}\left[dx_2-\frac{1}{2\pi}(1-\cos(2\pi d))x_5\right] \tag{7-12}
$$

$$
\langle i_{\mathrm{in}}\rangle_0 = \frac{1}{\pi}\sin(2\pi d)x_1-\frac{1}{\pi}(1-\cos(2\pi d))x_2+dx_5 \tag{7-13}
$$

式中　i_{inj}——第j个负载变换器的输入电流，R——变换器的阻性负载。式（7-

11）~式（7-13）反映的是 Buck 变换器的状态空间平均模型。电路状态变量计算式如下：

$$\begin{array}{c} i_L = x_5 + 2x_1\cos\omega t - 2x_2\sin\omega t \\ \hdashline v_0 = x_6 + 2x_3\cos\omega t - 2x_4\sin\omega t \end{array} \tag{7-14}$$

2. Boost 变换器

图 7-15 所示为一个 DC/DC PWM Boost 变换器，将式（7-6）代入两组拓扑电路状态空间方程可得一组统一的电路状态变量等式：

$$\begin{aligned} &\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{L}[v_{\text{in}} - (1 - u(t))v_0] \\ &\frac{\mathrm{d}v_0}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{C}[(1 - u(t))i_L - i_{\text{out}}] \\ &i_{\text{in}} = i_L \end{aligned} \tag{7-15}$$

与 Buck 变换器一样，采用广义状态空间平均法可得如下变换器的状态空间方程：

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & -\frac{1-d}{L} & 0 & 0 & \frac{\sin 2\pi d}{\pi L} \\ -\omega & 0 & 0 & -\frac{1-d}{L} & 0 & -\frac{\sin^2 \pi d}{\pi L} \\ \frac{1-d}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & \omega & -\frac{\sin 2\pi d}{2\pi C} & 0 \\ 0 & \frac{1-d}{C} & -\omega & -\frac{1}{RC} & \frac{\sin^2 \pi d}{\pi C} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sin 2\pi d}{\pi L} & -\frac{2\sin^2 \pi d}{\pi L} & 0 & -\frac{1-d}{L} \\ -\frac{\sin 2\pi d}{\pi C} & \frac{2\sin^2 \pi d}{\pi C} & 0 & 0 & \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_5 \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \mathrm{Re}\{\langle v_{\text{in}} \rangle_1\} \\ \mathrm{Im}\{\langle v_{\text{in}} \rangle_1\} \\ \langle v_{\text{in}} \rangle_0 \end{bmatrix} + \sum_{j=1}^{N} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathrm{Re}\{\langle i_{\text{inj}} \rangle_1\} \\ \mathrm{Im}\{\langle i_{\text{inj}} \rangle_1\} \\ \langle i_{\text{inj}} \rangle_0 \end{bmatrix} \tag{7-16}$$

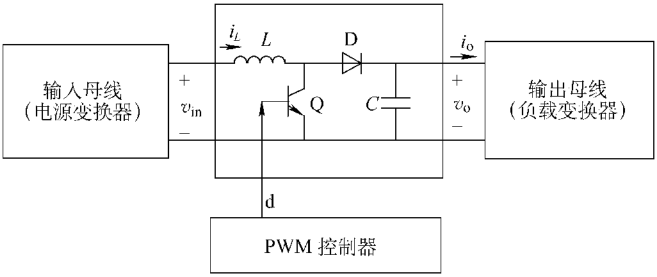


图 7-15　DC/DC PWM Boost 变换器

3. Buck-Boost 变换器

图 7-16 所示为一个 DC/DC PWM Buck-Boost 变换器，将式（7-6）代入两组拓扑电路状态空间方程可得一组统一的电路状态变量等式：

$$\begin{aligned} \frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} &= \frac{1}{L}[v_{\mathrm{in}}u(t) - (1 - u(t))v_0] \\ \frac{\mathrm{d}v_0}{\mathrm{d}t} &= \frac{1}{C}[(1 - u(t))i_{\mathrm{L}} - i_{\mathrm{out}}] \\ i_{\mathrm{in}} &= i_{\mathrm{L}}u(t) \end{aligned} \tag{7-17}$$

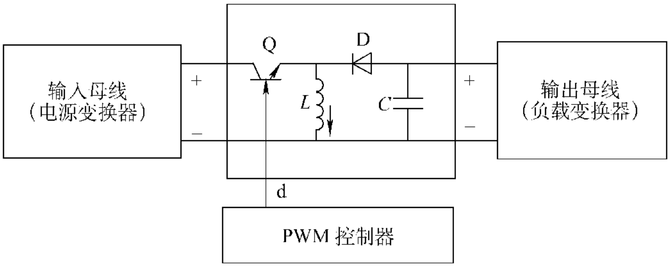


图 7-16　DC/DC PWM Buck-Boost 变换器

与 Buck 变换器一样，采用广义状态空间平均法可得如下变换器的状态空间方程。

$$
\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_5 \end{bmatrix} =
\begin{bmatrix}
0 & \omega & \frac{1-d}{L} & 0 & 0 & -\frac{\sin 2\pi d}{\pi L} \\
-\omega & 0 & 0 & \frac{1-d}{L} & 0 & \frac{\sin^2 \pi d}{\pi L} \\
\frac{1-d}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & \omega & \frac{\sin 2\pi d}{2\pi C} & 0 \\
0 & \frac{1-d}{C} & -\omega & -\frac{1}{RC} & -\frac{\sin^2 \pi d}{\pi C} & 0 \\
0 & 0 & -\frac{\sin 2\pi d}{\pi L} & \frac{2\sin^2 \pi d}{\pi L} & 0 & \frac{1-d}{L} \\
-\frac{\sin 2\pi d}{\pi C} & \frac{2\sin^2 \pi d}{\pi C} & 0 & 0 & -\frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC}
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_5 \end{bmatrix}
$$

$$
+\begin{bmatrix}
\frac{d}{L} & 0 & \frac{1}{2\pi L}\sin 2\pi d \\
0 & \frac{d}{L} & -\frac{1}{2\pi L}(1-\cos 2\pi d) \\
0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 \\
\frac{1}{\pi L}\sin 2\pi d & -\frac{1}{\pi L}(1-\cos 2\pi d) & \frac{d}{L} \\
0 & 0 & 0
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix} \mathrm{Re}\{\langle v_{\mathrm{in}}\rangle_1\} \\ \mathrm{Im}\{\langle v_{\mathrm{in}}\rangle_1\} \\ \langle v_{\mathrm{in}}\rangle_0 \end{bmatrix}
$$

$$
+\sum_{j=1}^{N}
\begin{bmatrix}
0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 \\
\frac{1}{C} & 0 & 0 \\
0 & \frac{1}{C} & 0 \\
0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -\frac{1}{C}
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix} \mathrm{Re}\{\langle i_{\mathrm{inj}}\rangle_1\} \\ \mathrm{Im}\{\langle i_{\mathrm{inj}}\rangle_1\} \\ \langle i_{\mathrm{inj}}\rangle_0 \end{bmatrix}
\tag{7-18}
$$

7.4.3.2　多变换器电力电子系统中的 DC/AC 逆变器

图 7-17 所示为一个单相电压源 DC/AC 逆变器，它连接图 12-1 中典型系统的 3 号总线和交流总线。我们假设逆变器的输出侧与一系列 RLC 负载相连。

根据逆变器的控制特点，便可确定换算函数 $u(t)$ ，可得逆变器交流侧的状

态方程：

$$\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} &= \frac{1}{L}[v_{\mathrm{in}}u(t) - Ri_L - v_C]\\ \frac{\mathrm{d}v_C}{\mathrm{d}t} &= \frac{1}{C}[i_L]\end{aligned} \tag{7-19}$$

我们使用广义状态空间平均法的一阶近似对逆变器建模。可得如下 4 个实状态变量：

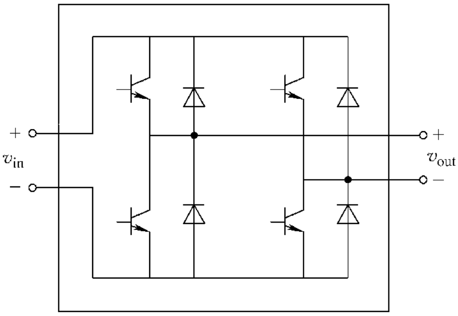


图 7-17　单相 DC/AC 逆变器

$$\begin{aligned}\langle i_L\rangle_1 &= x_1 + \mathrm{j}x_2\\ \langle v_C\rangle_1 &= x_3 + \mathrm{j}x_4\end{aligned} \tag{7-20}$$

对于方波逆变器，将换算函数 $u(t)$ 定义为：

$$u(t) = \begin{cases}1, 0 < t < \dfrac{T}{2}\\ -1, \dfrac{T}{2} < t < T\end{cases} \tag{7-21}$$

换算函数的一次谐波为 $\langle u\rangle_1 = -\mathrm{j}\,\dfrac{2}{\pi}$。代数运算后可得最终的状态空间方程为：

$$\dot{X} = \begin{bmatrix}-\dfrac{R}{L} & \omega & -\dfrac{1}{L} & 0\\ -\omega & -\dfrac{R}{L} & 0 & -\dfrac{1}{L}\\ \dfrac{1}{C} & 0 & 0 & \omega\\ 0 & \dfrac{1}{C} & -\omega & 0\end{bmatrix}X + \begin{bmatrix}0\\ -\dfrac{2}{\pi L}\langle v_{\mathrm{in}}\rangle_0\\ 0\\ 0\end{bmatrix} \tag{7-22}$$

其中 ω 为方波逆变器的角频率。设 ω_0 为 RLC 负载的固有频率。当 $\omega \geqslant \omega_0$ 时，一阶近似可以很好地描述电路的表现。但当 $\omega < \omega_0$ 时，对于存在的高阶谐波，如对 $\omega = \dfrac{1}{3}\omega_0$ 的三阶谐波来说，会产生很大的误差。这是因为 RLC 电路带宽不能有效地过滤 $\omega = \dfrac{1}{3}\omega_0$ 的谐波。

7.4.3.3　参数对广义状态空间平均法的影响

前面已经提过广义状态空间平均法的一种近似方法，即忽略高阶谐波。这种方法与所需的精度有关。如果采用 K 阶近似，那么就忽略比 K 更高阶的傅里叶系数。但另一方面，状态变量波形的快速变化依赖于高阶傅里叶系统。所以

一阶或二阶近似不能完全反映波形的快速变化。由于感性电流波形有尖峰，当采用上述方法计算电流波形时会产生很大的误差。而输出电压变化较慢，所以误差较小。

从单独运行状态下单只变换器的仿真可知，当开关频率略微高出固有频率时，近似阶数的多少对提高模型的精度很重要，尽管提高阶数会增加计算量。另外还可以看到当占空比在 0.5 附近（无偶次谐波）时，对于特定变量而言，一阶近似的广义状态空间平均模型得出的结果比相应拓扑模型更准确。同时还可以看到，与元件数量相关的拓扑结构的复杂程度并不能确定近似阶数，所以不能得到一个令人满意的模型。

变换器动态变化越复杂，它达到稳定位置就越慢。状态空间矩阵的非零项代表了变换器的动态复杂性。另一点值得一提的是，除了变换器的动态性，状态变量的类型对暂态衰减速度也有影响。例如，容性电压的衰减速度就比感性电流高得多。

此外，假设变换器的参数保持不变，当变换器复杂程度增加时，一般会产生更大的误差。例如，Buck-Boost 变换器的误差就比 Buck 变换器要大。换言之，变换器的动态特性会影响模型的精度。这是因为它可以被分解为一系列低阶系统。根据系统控制理论，方阵的非对角项（如 Jordan 块之外的项）越多，系统就越复杂。这和所谓的变换器动态复杂性是同样的问题。

7.4.4　典型系统分析

采用上述方法对图 12-1 中的典型多变换器电力电子系统进行分析。系统出现不同动态时采用此方法及精确拓扑模型得出的结果如图 7-18 ~ 图 7-22 所示。如果采用二阶近似，Buck、Boost 和 Buck-Boost 变换器相应的模型矩阵就有 10 个实状态空间变量。尽管计算更复杂，但是高阶近似确实提高了模型的精度。

图 7-18 和图 7-19 分别为 4 号、5 号总线稳态电压波形及主 Buck-Boost 变换器、1 号变换器的稳态感性电流波形。图 7-20 为 2 号总线负载增加 30% 时 3 号和 5 号总线的电压波形。图 7-21 为 2 号总线负载减少 20% 对 3 号、4 号总线的影响。可见，2 号总线上负载的变化会影响其他总线的电压。图 7-22 为 4 号总线负载增加 50% 时 3 号、4 号总线的电压波形。这些图同时包括精确拓扑模型与一阶近似方法的计算结果。可以看出，广义状态空间平均法在处理多变换器系统时表现良好。因此，这是研究多变换器系统动态特性和设计控制器的一种便捷方法。此外，这些仿真结果表明每个变换器输出侧的动态特性会影响整个系统中其他变换器和总线电压。有的只影响很少的变换器和总线，有的影响好几个变换器和总线，还有的可能会影响整个系统。

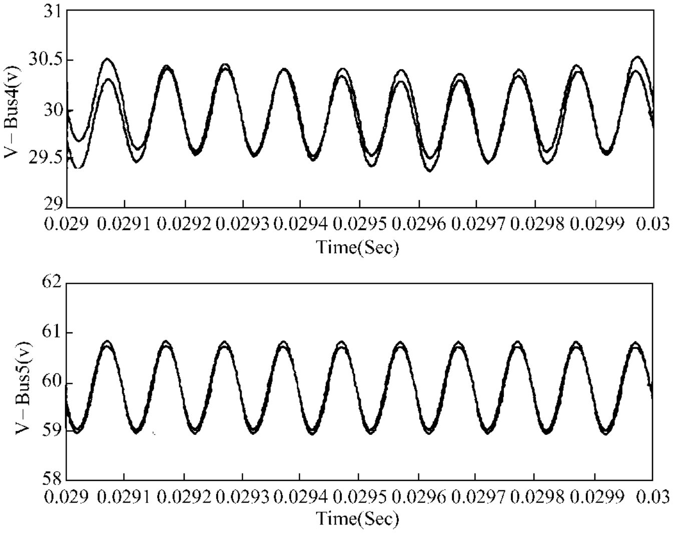


图7-18　稳态运行下的电压仿真结果（实线：精确拓扑模型仿真结果；虚线：广义状态空间平均法仿真结果）

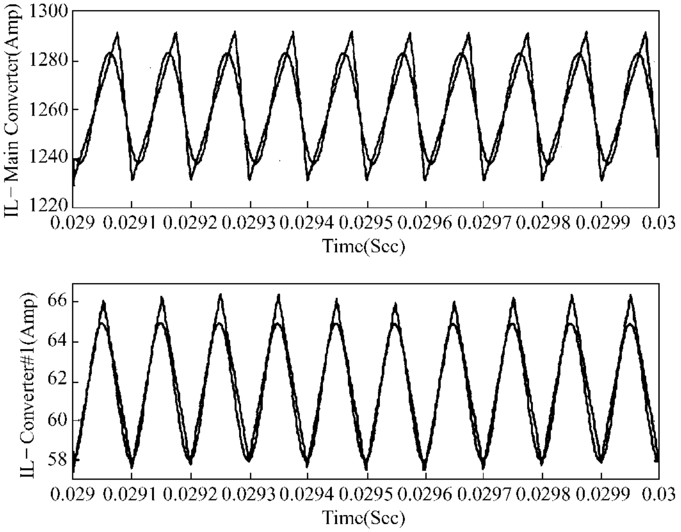


图7-19　稳态运行下的电流仿真结果（实线：精确拓扑模型仿真结果；虚线：广义状态空间平均法仿真结果）

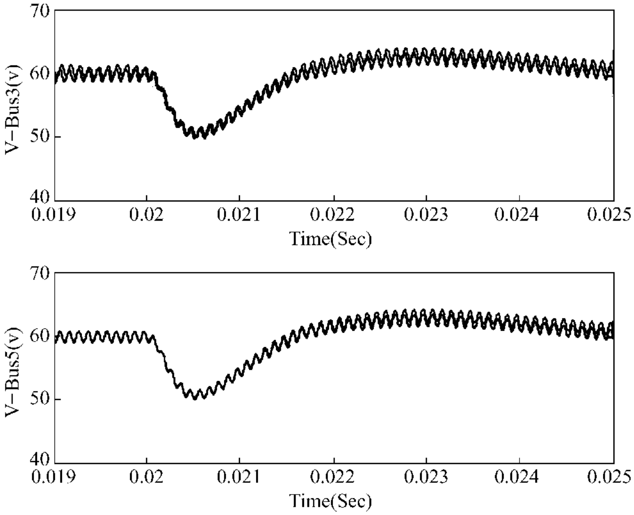


图 7-20　2 号总线负载增加 30% 时的动态响应仿真结果（实线：精确拓扑模型仿真结果；虚线：广义状态空间平均法仿真结果）

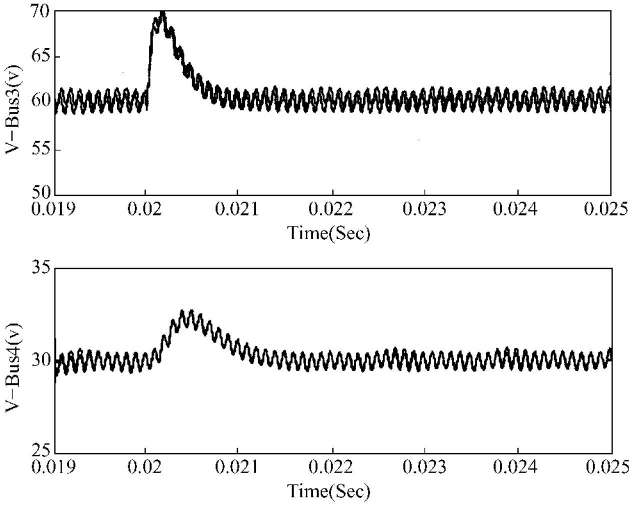


图 7-21　2 号总线负载减少 20% 时的动态响应仿真结果（实线：精确拓扑模型仿真结果；虚线：广义状态空间平均法仿真结果）

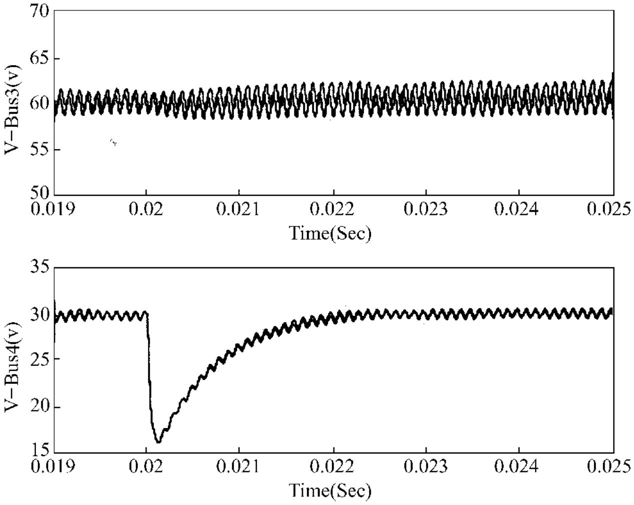


图 7-22　4 号总线负载增加 50% 时的动态响应仿真结果（实线：精确拓扑模型仿真结果；虚线：广义状态空间平均法仿真结果）

7.5　实时状态监控和评估

多变换器直流电力电子系统中，对系统安全的关注是首要的。系统安全是指保证系统正常情况下的连续运行。正常情况是指无过载、无过电压、无欠电压，且满足负载需要的情况。系统的控制中心需维持系统的安全性。出于安全和控制的考虑，控制中心必须获得全面的系统信息，而且这些信息需实时自动更新。因此，需要对系统进行监视，但是对所有必要信号进行测量不太可能，也不经济，此外测量还有噪声。因而我们需要从不完整且有噪声的实时测量中获取完整的必要信息提供给控制中心，这就是状态估计器的工作。

MIT 的 Schweppe 教授在 20 世纪 60 年代末提出和发展了普通电力系统状态估计的设想。从那时起，他进行了许多普通电力系统状态估计的研究，并发表了数百篇相关论文。但是，据我们所知，关于多变换器直流电力电子系统状态估计方面的工作很少见诸报道。尽管参考文献[29]、[30]研究了多种估计电力电子电路参数和状态的方法，但却不适用于系统层面上的控制及安全性估计。

由于存在开关效应，电力电子系统比普通电力系统要复杂得多。实际的电力电子变换器是非线性时变系统。普通电力系统中只有频率不变的交流信号，而直流电力电子系统中既有直流又有交流谐波[31]。也就是说，对于普通电力系统，我们只需估计每个状态变量的幅值和相位。而对于直流电力电子系统，我们需估计每个状态变量的直流值和谐波幅值及相位。本节我们首先将运用平均

技术和广义状态空间平均法对系统进行建模。广义状态空间平均法中我们考虑了状态变量及其谐波的加权平均[12,14,24,27]。然后，我们再对提出的模型采用加权最小二乘（Weighted Least Squares，WLS）技术并估计状态变量。

在前面的章节中我们研究了多电车辆（MEV）、多电混合车辆（MEHV）[32～34]、航天器和多电航空器电力系统[35,36]、国际空间站（ISS）[22,37～39]，电信和先进工业直流电力系统[31]，它们是多变换器直流电力电子系统最好的范例。与普通电力系统相比，这些系统的发电、配电和用电都以电力电子的形式实现。实践中采用多个 DC/DC 变换器作为电源、负载和配电变换器来提供所需的不同电压的电能[31]。图 7-23 所示为典型多变换器直流电力电子系统原理图。

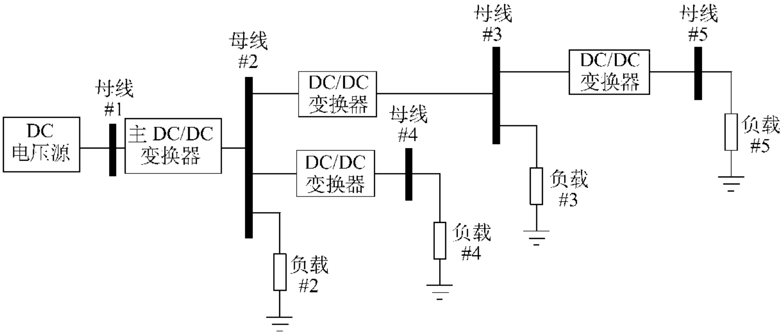


图 7-23　典型多变换器直流电力电子系统

国际空间站电力系统是此类系统的一个特例。它的尺寸和容量都比其他多变换器直流电力电子系统大得多。国际空间站利用太阳能阵列发电，通过太阳能阵列开关单元（Solar Array Switching Units，SASU）供电。SASU 由与首级总线连接的多个电力电子变换器构成。首级总线电压为直流 160V。一部分电能通过电池充放电单元（BCDU）流入或流出电池。BCDU 也由电力电子变换器构成。电能通过 DC/DC 变换器单元（DDCU）供给次级配电系统。DDCU 将电压为 160V 的直流电降得更低，并供给首级和次级系统之间的接口[31]。

7.5.1　状态估计的作用

多转换器直流电力电子系统由几个子系统组成，我们首要关注的是其安全。系统的安全是指在系统正常状态下实时地保证系统的持续运行。如果系统处于额定状态，如无过载、无过压、无欠电压，并且满足负载需求，则被视为正常。

在所有情况下，系统的控制中心应维持系统的安全性。在出现扰动时，它必须向子系统发出控制指令以保证安全。例如，当系统出现故障时，控制中心需要识别它，然后隔离故障区域，消除故障并恢复故障区域。控制中心必须获得全面的系统信息，而且这些信息是实时自动更新的。因此，出于安全和控制

的考虑，需要对系统进行监视。提供给控制中心的系统监视结果有实时测量结果、网络拓扑信息及各处变换器的控制器信息[39,40]。但是对所有必要信号进行测量不太可能。而且要获取所有可能的测量结果也不经济。因而我们需要从不完整且有噪声的实时测量中获取完整的必要信息（系统所有的状态变量）提供给控制中心。

图7-24所示为控制中心主要子系统的框图。状态估计器根据各种测量结果估计系统的状态，即总线电压和总线电流。这些测量涉及各种线路功率、总线电压、变换器输入输出功率及有关断路器、开关、变换器和配电线状态的信息。状态估计器通过求解一个非线性优化问题得到整个系统的状态估计值。实际上，状态估计是一个根据带噪声数据计算状态变量，并进行估计的数学过程。只要估计出状态，就可以估计感兴趣的其他量，如线路功率。

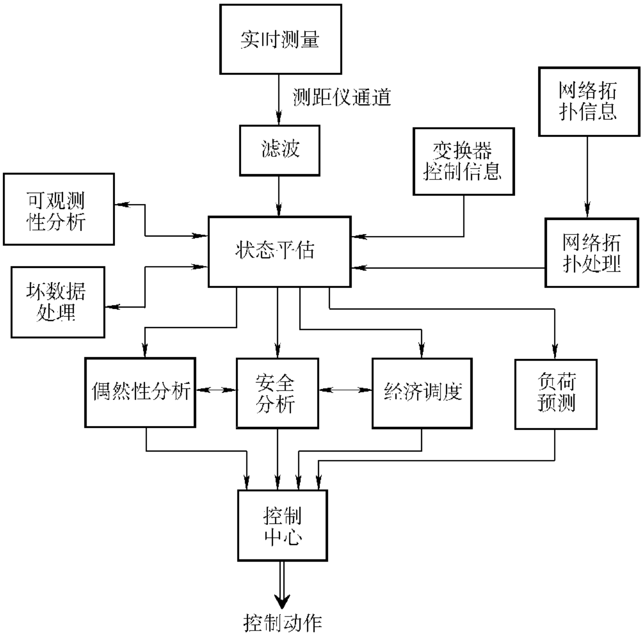


图7-24　控制中心主要子系统框图

图7-24中，网络拓扑处理器根据原始网络拓扑信息得到在线系统框图。滤波器查找测量结果中明显的矛盾。除滤波器外，还需要不良数据处理。不良数据处理器检查测量结果中可能的不良数据。任何测量结果如果被标记为不良，则会被删除或更正，以保证状态估计不会出现偏差。此外，分析器测试得到的测量结果是否足以用来估计整个系统状态。如果测试失败，就会识别出系统中的观测孤岛和不可测分支。如前所述，状态估计器的输出用来进行安全分析、

意外分析、经济分配、负载预报以及最终触发适当的控制行为。

7.5.2　电气系统建模

图 7-25 所示为多变换器电力电子系统中互连的变换器。每个变换器都与处于同一级的其他变换器一起从前级变换器取电，然后输出到下级电阻性负载和负载变换器。所有的电阻性负载都由电阻 R 表示。我们假设图 7-25 中的变换器是工作在连续导电模式下的 Buck 变换器（见图 7-26）。它的开关周期为 T，占空比为 d。此外，我们假设状态空间变量为电路状态变量的傅里叶系数，在这种情况下为 i_L 和 v_0（如：感性电流和容性电压）。用广义状态空间平均法的零阶近似计算 i_L 和 v_o，从而得出图 7-26 中 DC/DC 变换器的 2 个实状态空间变量如下：

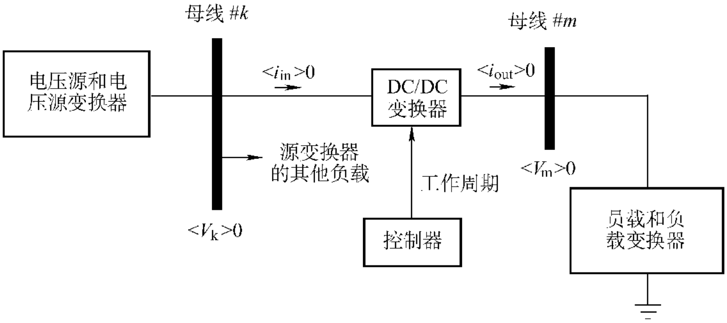


图 7-25　多变换器直流电力电子系统中输入输出零阶近似后的 DC/DC 变换器

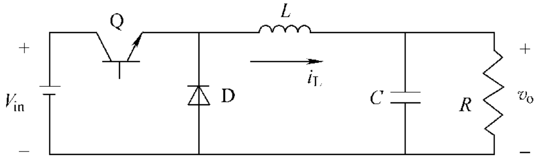


图 7-26　DC/DC Buck 变换器

$$\begin{aligned}\langle i_L\rangle_0 &= x_1\\ \langle v_o\rangle_0 &= x_2\end{aligned}\tag{7-23}$$

对图 7-25 中的 DC/DC 变换器而言，可用于监控及状态估计的信号为输入输出电压、电流和功率。因此，我们需要找出这些测量结果和状态变量间的关系，并作为状态估计器的输入模型。根据广义状态空间平均法的性质可得：

$$\begin{aligned}
\langle v_{\mathrm{k}} \rangle_0 &= \frac{x_2 + L\dfrac{\mathrm{d}x_1}{\mathrm{d}t}}{d} \\
\langle v_{\mathrm{m}} \rangle_0 &= x_2 \\
\langle v_{\mathrm{in}} \rangle_0 &= d^* x_1 \\
\langle i_{\mathrm{out}} \rangle_0 &= x_1 - C\frac{\mathrm{d}x_2}{\mathrm{d}t} \\
\langle P_{\mathrm{in}} \rangle_0 &= x_1\left(x_2 + L\frac{\mathrm{d}x_1}{\mathrm{d}t}\right) \\
\langle P_{\mathrm{out}} \rangle_0 &= x_2\left(x_1 - C\frac{\mathrm{d}x_2}{\mathrm{d}t}\right)
\end{aligned} \tag{7-24}$$

对于图 7-26 中 DC/DC Buck 变换器，用一阶近似计算 i_L 和 v_0。与普通状态空间平均法相比，可以多得到 4 个实状态空间变量如下：

$$\begin{aligned}
\langle i_L \rangle_1 &= x_3 + \mathrm{j}x_4 \\
\langle v_0 \rangle_1 &= x_5 + \mathrm{j}x_6
\end{aligned} \tag{7-25}$$

图 7-27 所示为多变换器直流电力电子系统中典型的 DC/DC 变换器。它的输入和输出作了一阶近似。同样，根据广义状态空间平均法的性质可得到可能的测量结果和状态变量间的关系，并作为状态估计器的输入模型：

$$\begin{cases}
\langle v_{\mathrm{k}} \rangle_0 = \dfrac{x_2 + L\dfrac{\mathrm{d}x_1}{\mathrm{d}t}}{d} \\
\langle v_{\mathrm{m}} \rangle_0 = x_2 \\
\langle i_{\mathrm{in}} \rangle_0 = dx_1 + \left(\dfrac{1}{\pi}\sin(2\pi d)\right)x_3 - \dfrac{1}{\pi}(1 - \cos(2\pi d))\, x_4 \\
\langle i_{\mathrm{out}} \rangle_0 = x_1 - C\dfrac{\mathrm{d}x_2}{\mathrm{d}t} \\
\langle P_{\mathrm{out}} \rangle_0 = x_2\left(x_1 - C\dfrac{\mathrm{d}x_2}{\mathrm{d}t}\right) + 2\left[x_5\left(x_3 + C\omega x_6 - C\dfrac{\mathrm{d}x_5}{\mathrm{d}t}\right) + x_6\left(x_4 - C\omega x_5 - C\dfrac{\mathrm{d}x_6}{\mathrm{d}t}\right)\right] \\
\langle P_{\mathrm{in}} \rangle_0 = \langle v_k \rangle_0\left[dx_1 + \left(\dfrac{1}{\pi}\sin(2\pi d)\right)x_3 - \dfrac{1}{\pi}(1 - \cos(2\pi d))\, x_4\right] \\
\qquad + 2\Bigg[\mathrm{Re}\{\langle v_k \rangle_1\}\Bigg(dx_3 + \Bigg(\dfrac{1}{2\pi}\sin(2\pi d)\, x_1\Bigg) + \mathrm{Im}\{\langle v_k \rangle_1\} \\
\qquad \times\Bigg(dx_4 - \dfrac{1}{2\pi}(1 - \cos(2\pi d)\, x_1)\Bigg)\Bigg]
\end{cases} \tag{7-26}$$

$$
\begin{aligned}
\langle v_{\mathrm{k}}\rangle_1 &= \frac{1}{d}\left[-\frac{1}{\pi}\sin(2\pi d)\langle v_k\rangle_0 + x_5 + L\frac{\mathrm{d}x_3}{\mathrm{d}t} - L\omega x_4\right] \\
&\quad + \mathrm{j}\frac{1}{d}\left[\frac{1}{2\pi}(1-\cos(2\pi d)) * \langle v_k\rangle_0 + x_6 + L\frac{\mathrm{d}x_4}{\mathrm{d}t} + L\omega x_3\right] \\
\langle v_{\mathrm{m}}\rangle_1 &= x_5 + \mathrm{j}x_6 \\
\langle i_{\mathrm{in}}\rangle_1 &= \left[dx_3 + \left(\frac{1}{2\pi}\sin(2\pi d)\right)x_1\right] + \mathrm{j}\left[dx_4 - \frac{1}{2\pi}(1-\cos(2\pi d))x_1\right] \\
\langle i_{\mathrm{out}}\rangle_1 &= \left[x_3 + C\omega x_6 - C\frac{\mathrm{d}x_5}{\mathrm{d}t}\right] + \mathrm{j}\left[x_4 - C\omega x_5 - C\frac{\mathrm{d}x_6}{\mathrm{d}t}\right] \\
\langle P_{\mathrm{in}}\rangle_1 &= \left[\langle v_k\rangle_0\left(dx_3 + \left(\frac{1}{2\pi}\sin(2\pi d)\right)x_1\right)dx_1\mathrm{Re}\{\langle v_k\rangle_1\}\right] \\
&\quad + \mathrm{j}\left[\langle v_k\rangle_0\left(dx_4 - \frac{1}{2\pi}(1-\cos(2\pi d))x_1\right) + dx_1\mathrm{Im}\{\langle v_k\rangle_1\}\right] \\
\langle P_{\mathrm{out}}\rangle_1 &= \left[x_2\left(x_3 + C\omega x_6 - C\frac{\mathrm{d}x_5}{\mathrm{d}t}\right) + x_5\left(x_1 - C\frac{\mathrm{d}x_2}{\mathrm{d}t}\right)\right] \\
&\quad + \mathrm{j}\left[x_2\left(x_4 - C\omega x_5 - C\frac{\mathrm{d}x_6}{\mathrm{d}t}\right) + x_6\left(x_1 - C\frac{\mathrm{d}x_2}{\mathrm{d}t}\right)\right]
\end{aligned}
\tag{7-27}
$$

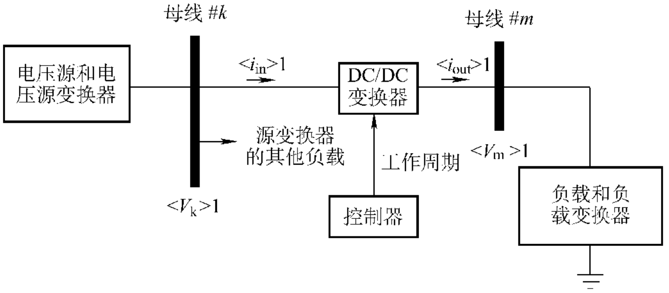


图 7-27　多变换器直流电力电子系统中输入输出一阶近似后的 DC/DC 变换器

7.5.3　加权最小二乘状态估计

加权最小二乘（WLS）常被用作状态估计的基础。本节我们将其作为多变换器直流电力电子系统的状态估计器。考虑由矢量 **Z** 表示的测量结果：

$$\boldsymbol{Z} = \boldsymbol{h}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{e} \tag{7-28}$$

式中　**Z**——m 维测量结果矢量；

x——n 维系统状态变量；

h（. ）——测量结果 **Z** 和状态矢量 **x** 之间的非线性矢量函数；

e——m 维测量误差的矢量。

此外，关于测量误差的统计性质，考虑以下假设：

$$\forall i = 1,2,\cdots,m: \mathrm{E}[e_i] = 0$$

$$\forall i,j = 1,2,\cdots,m: \mathrm{E}[e_i * e_j] = 0 \quad \text{单独测量误差}$$

因此，$\mathrm{E}\,[e.\,e^{\mathrm{T}}] = R = \mathrm{diag}\,\{\sigma_1^2,\ \sigma_2^2,\ \cdots,\ \sigma_m^2\}$，其中 σ_i 为方差。WLS 估计器将最小化以下目标函数：

$$J(x) = [\boldsymbol{Z} - \boldsymbol{h}(x)]^{\mathrm{T}} R^{-1} [\boldsymbol{Z} - \boldsymbol{h}(x)] \tag{7-29}$$

为使其最小化，必须使其满足一阶优化条件：

$$\frac{\mathrm{d}J(x)}{\mathrm{d}x} = \boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}(x) R^{-1} [\boldsymbol{Z} - \boldsymbol{h}(x)] = 0 \tag{7-30}$$

其中：

$$\boldsymbol{H}(x) = \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{h}(x)}{\mathrm{d}x} \tag{7-31}$$

在这个 $m \times n$ 矩阵 $\boldsymbol{H}$（x）中，每行代表一个测量结果，每列代表一个状态变量。用牛顿迭代法可解出以上非线性方程如下：

$$x_{k+1} = x_k + [\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}(x_k) R^{-1} \boldsymbol{H}(x_k)]^{-1} \boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}(x_k) R^{-1} [\boldsymbol{Z} - \boldsymbol{h}(x_k)] \tag{7-32}$$

当 $|\Delta x_{k+1}| = |x_{k+1} - x_k|$ 小于收敛容差 ε 时，可得最终解。ε 由所需精度确定。

7.5.4 算例

我们用本章所提出的状态估计方法测试图 7-23 中的典型系统，同时测试了广义状态空间平均法的零阶和一阶近似。图 7-28 和图 7-29 分别为采用零阶和一阶近似时相关测量的配置。每个测量结果随机地加入噪声，其范围为 ±0.3%。

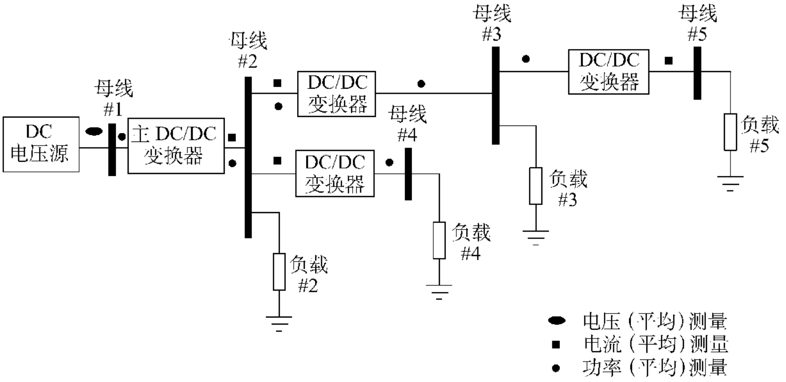


图 7-28 典型系统中零阶估计的测量系统配置

测量结果矢量 $\boldsymbol{Z}$ 和状态矢量 $\boldsymbol{x}$ 间的关系如下：

$$\boldsymbol{Z} = \boldsymbol{h}\left(\boldsymbol{x}, \left[\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}}{\mathrm{d}t}\right]\right) + \boldsymbol{e} \tag{7-33}$$

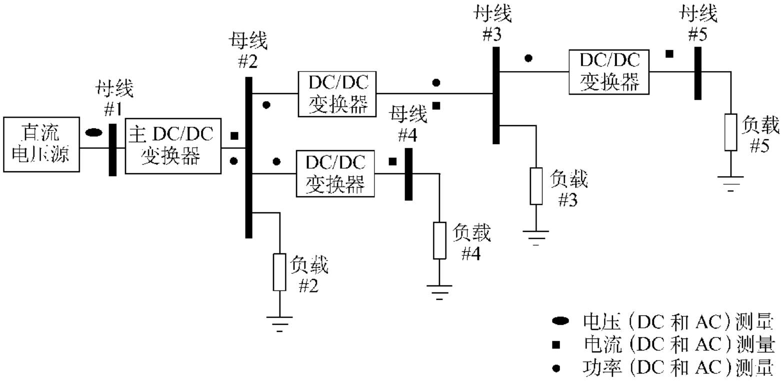


图 7-29　典型系统中一阶估计的测量系统配置

其中 $\boldsymbol{h}$ 为非线性矢量函数。由于我们所研究的系统处于稳态，如静态估计，有：

$$\left[\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}}{\mathrm{d}t}\right]=0 \tag{7-34}$$

因此：

$$\boldsymbol{Z}=\boldsymbol{h}\ (\boldsymbol{x})\ +\boldsymbol{e} \tag{7-35}$$

式（7-35）实际上与式（7-28）相同。因此，基于 WLS 的状态估计器可根据测量结果估计状态变量。根据矢量 $\boldsymbol{Z}$ 中的测量结果，在零阶和一阶方法中使用 WLS 技术可得矢量 $\boldsymbol{x}$ 中的状态变量估计结果，见表 7-1 和表 7-2。

表 7-1　0 阶 WLS 状态评估结果

母线	估计电压（平均）	错误（%）
#1	159.96V	0.025
#2	119.95V	0.038
#3	60.03V	0.046
#4	59.97V	0.042
#5	30.02V	0.049

表 7-2　1 阶 WLS 状态评估结果

母线	估计电压（平均）	错误（%）	估计电压（最大 1 次谐波）	错误（%）	估计电压（一次谐波相位）	错误（%）
#1	159.96V	0.028	0.00V	0.000	0.00°	0.000
#2	119.96V	0.036	1.73V	0.125	23.18°	0.314
#3	60.03V	0.051	1.05V	0.179	39.64°	0.397
#4	59.97V	0.048	0.89V	0.162	41.75°	0.372
#5	29.98V	0.055	0.52V	0.203	34.89°	0.418

总结本章，我们介绍了多变换器直流电力电子系统状态估计的概念。系统的大信号模型建模使用了模块化建模方法及广义状态空间平均技术。基于零阶和一阶近似推导了算法。这些算法运用 WLS 技术，可从不完整且有噪声的实时系统信号中估计出完整的实时系统状态变量。我们运用这些方法对一个典型系统进行了分析。状态估计器得到的结果可用于安全分析、意外分析、经济分配、负载预报以及最终由系统控制中心作出适当的控制行为。为确定在稳态和暂态下其他状态估计技术是否能改善精度，还需要更细致的研究。分析器和不良数据处理器也还需要进一步研究。

7.6 稳定性评价

稳定是多电力电子变换器航天系统最根本的问题之一。以往对这些系统的仿真利用了平均法、线性化及减少系统元件模型的方法[41~48]。这样做主要是因为整个系统的复杂性和非线性以及无法处理这种互联系统准确模型的模拟。

因此，常用的方法是推导小信号线性等效电路，然后模拟系统，以确定系统的稳定性。系统的稳定性因此被定义为主总线和较小的总线上都没有不稳定情况出现。但是，这些系统的小信号频域建模和仿真存在一个精度和有效性问题。此外，由于平均法不能跟踪纹波和快速动态变化，状态空间平均模型必须附加条件才能使用。由于难以知道在整个系统稳定性分析中各种建模技术产生的效果，所以可能得到错误的结论。因此，只有基于可靠大信号模型的时域仿真才能进行大信号稳定性分析。

本节将说明这些系统中大信号和小信号稳定性的定义。此外，也将讨论系统建模、仿真和稳定性分析的一般方法。本节还涉及了一些能帮助改善稳定性的方法。给出了有关这些系统稳定性分析方法的建议。最后，我们总结了研究所获得的成果。

7.6.1 系统考虑

一次性地对整个系统进行仿真必须对每个变换器、控制电路和负载等效电路建模。这将是个庞大的工程，其时间常数涵盖了从纳秒到秒的范围。显然，这需要很长的运算时间和大量的计算机内存。此外，极有可能需要为每个这样的大系统开发自定义的软件包。所以对较小的子系统建模更切实可行。参考文献[41]涵盖了国际空间站设计的各个方面，指出电源 DC/DC 变换器背后的系统非常健壮。分割这些较小系统的最佳方法是保证每个小系统都包含一个电源及其所有后续负载，这样分割可以保证电源和负载之间以及小总线上的独立负载模块之间相互作用的效果。这里所说的“电源”是指向同一个主总线供电的所

有并列电源。“负载”是指独立的负载模块，如水泵、风扇和电机驱动。国际空间站整体系统的各个部分就属于这种较小的子系统。它可能包括一个 DC/DC 电源变换器，这个变换器通过电子控制开关和 120ft 长的电缆向 3 条小总线提供 120V 直流电。其中一条小总线供电给 8 个并列负载，另一条供电给 12 个并列负载，还有一条供电给 10 个并列负载[42]。DC/DC 电源变换器的设计要求通常包括最大输出阻抗幅值和可接收的相位边界。而负载的设计要求包括最小输出阻抗幅值和相位窗口。参考文献[49～51]给出了电源和负载阻抗幅值的要求。这些阻抗要求的重要性将在下节解释。

7.6.2　稳定性定义

关于线性、非线性、离散和连续系统的稳定性有许多不同的定义。线性系统的稳定性分析通常采用以下经典方法：Routh-Hurwiz 法、根轨迹法、波特图法和奈奎斯特判据法[60,61]。另一个广为人知的线性或非线性系统稳定性分析方法是李普诺夫第二方法。但是，用这种方法推导许多非线性系统的李亚普诺夫函数难度较大。因此在确定一个大系统稳定性时需要依赖更多特定状态的定义。非线性系统稳定性的研究需要考虑初始状态、外部输入及其对系统中非线性元件的作用。就我们所知，对于非线性系统还没有一种普遍适用的分析方法。前面研究不同多变换器电力电子系统是基于线性系统稳定性分析技术[43～46]，参考文献[46]中，基于线性 PWM 开关模型改变了开关变换器小信号线性模型的电阻 R、电感 L、电容 C 及直流分量值，然后用这样一个系统的相位边界来确定系统的稳定性。参考文献[43]提出了所研究系统的设计考虑，它基于电源及负载阻抗关系，采用了参考文献[62]导出的小信号系统稳定性分析。参考文献[43]在原型机及实际硬件的仿真和实验室测试中运用了大信号稳定性分析方法。

与李亚普诺夫法一样，本节稳定性定义考虑的是渐近稳定性。但我们不用为每个变换器或包含电源和负载变换器的较大系统找出一个合适的李亚普诺夫函数，而是考虑变换器输入和输出侧的电压和电流条件。我们所考虑的一种不稳定形式是一个或多个输入或输出电压或电流（信号）的发散，即它们从期望值变到公差带之外并在预先规定的时间内没有返回到公差带内，例如无界性。电力电子电路中的无界性不一定能被预测，如在 Boost 变换器开关失败时，它就可以导致供电总线的短路[42]。这种类型的非线性不稳定不能用普通线性系统相位及增益边界法来预测。如果缺乏适当的保护和控制电路，这些类型的不稳定就会导致系统失灵。抖动是另一个不能被普通控制系统稳定性方法预测的非线性参数，它必须通过测试实际系统的硬件和电路得到。抖动实际上是由于缺少一种滞后机制所引起[42]。由于热效应，抖动还可能导致元件失灵。混沌电力电子系统中另一个不稳定因素，表现为系统中一个或多个元素的伪随机函数。图

7-30 所示为紊乱的一种形式，它是系统中开关动作产生的确定性谐波噪声。它和外部噪声耦合在 DC/DC 变换器 PWM 电路的反馈环信号中，致使 PWM 的占空比发生随机变化。

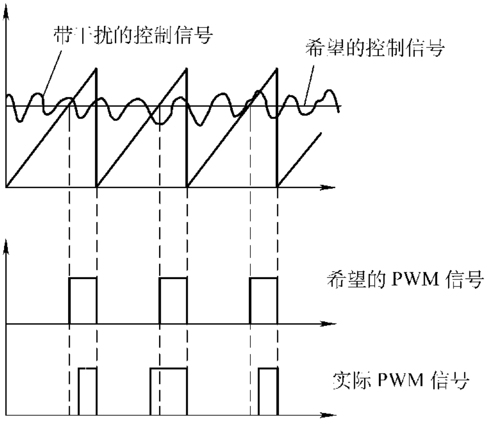


图 7-30　混沌不稳定建模实例

如之前所述，本节涉及的系统类型包括 DC/DC 电源变换器及多负载模块。DC/DC 电源变换器给主 DC 总线供电。多负载模块包含许多不同的电力电子变换器，它们根据每个负载的需求产生不同的电压。通过对先前定义的子系统进行仿真有可能得到这种系统的稳定性和其他特性。所以最重要的问题就变成了怎样对单独的电源 DC/DC 变换器和负载模块进行建模及该采用频域方法还是时域方法。大信号、小信号和直流仿真是常用的仿真模型。状态空间平均和小信号线性化是最流行的建模方法。

众所周知，最常见的 DC/DC 变换器（如 Buck、Boost 和 Buck-Boost）在连续和不连续导电模式下分别有两种和三种运行模式。如果开关频率较变换器动态控制的要求足够高，那就可以用平均法处理描述运行模式的状态空间方程。通常变换器增益分频频率设计得比开关频率的幅值至少低一个数量级，因此平均处理过的状态空间等效电路模型可用来对 DC/DC 变换器进行小信号仿真。平均处理过的状态空间等效电路是一个非线性、连续时间等效电路，它代表了原始的非线性脉冲（离散）系统。这个模型与大信号和小信号仿真均相关。但通常只对变换器和输入滤波器进行建模，而不对控制电路的动态特性和约束进行建模。总线故障、机械负载故障、负载变化引起的总线上极端的信号偏差、电子元件失灵等都可能导致大信号偏差。如果不考虑大信号偏差，那么只对线性化非线性状态空间平均模型线性化即可。线性化后得到一个只能用于小信号分析的系统模型。这意味着此模型只在遇到小扰动（如总线电压、电流、电子元器件和负载变化）时表现良好。如何才算“小”是由系统模型方程中其他系统参数决定的。

线性化去除了包含两个扰动乘积的项。显然，当一个或多个这样的项在系统模型中变得重要时，由于大偏差的出现，此模型就不再奏效。所以在设计 DC/DC 变换器控制电路和滤波器时选用的是小信号模型。然而，在它们用于系统稳定性分析时会有限制，这将在下节讨论。

7.6.3　稳定性分析的仿真思路

系统的稳定性分析通常采用线性化的状态空间模型。这种模型的使用依赖于保护的可靠性、电路的限制及为系统中每个电源和负载假设的稳定边界。假定这些稳定边界是为了防止单个负载出现大信号不稳定。通常的做法是导出小信号线性化等效电路并对系统进行仿真以确定系统的稳定性。至于是否需要此类仿真还存在问题。此类仿真在某些系统中确实没必要。Middlebrook 的文章[62]表明系统电源的输出阻抗和总的负载输入阻抗都是确定稳定性所必需的。根据双端口理论，如果小回路增益因子满足奈奎斯特稳定性判据，则系统是稳定的。图 7-31 所示为这种小信号稳定性判据中阻抗的普遍定义。$T(s) = Z_S/Z_L$ 即为小信号稳定性判据，它满足奈奎斯特稳定性判据。此外，参考文献［43］指出，当相位边界 $T(s)$ 小于 30°时，系统性能下降显著。

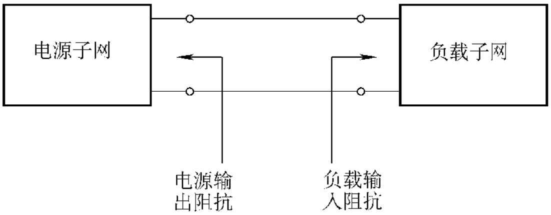


图 7-31　电源输出和输入阻抗的定义

在考虑确定较大电力子系统小信号稳定性的方法时，阻抗特性没有系统中实际测量到的精确，由仿真模型得到的特性总是存在一些误差。因此只能根据电源和负载厂商的试验数据（如输入输出阻抗图）来确定系统小信号稳定性。这样做要比采用不精确的模型更准确，所以可以直接根据系统中实际使用的变换器厂商试验数据确定稳定性，这种方法很简单。

根据先前定义的子系统中实际负载的输入阻抗幅值和相位图，可计算出主总线上负载和布线的总并联输入阻抗。这种计算是逐点进行的，如频率在 10 ~ 10kHz 间的 200 点，一旦知道了单个子系统中负载的总并联输入阻抗和电源的总并联输出阻抗，Middlebrook 所描述的方法[62]就可用于确定系统的小信号稳定性。这是通过给出 $T(s)$ 图来确定相位和增益边界。这种小信号稳定性研究的系统电源、负载及电缆阻抗如图 7-32 所示。

如果将图 7-32 中 A 点作为公共耦合点，则这个子系统总线的小信号分析依赖于满足奈奎斯特稳定性判据的 $T(s)$：

$$T(s) = \frac{Z_{ST}}{Z_{LT}} = \frac{Z_S + Z_{CS}}{(Z_{C1} + Z_{L1}) \parallel (Z_{C2} + Z_{L2}) \parallel \cdots \parallel (Z_{CN} + Z_{LN})} \tag{7-36}$$

如果系统被定义为大信号模型，则线性状态空间模型显然不适用。为了保证整个系统性能仿真的精度，必须采用非线性系统模块的时域仿真。非线性系统模块包括保护电路和系统动态特性及约束，但并没有包括每个电源及负载变换器的非线性保护电路和实际反馈控制动态特性及约束（动态范围），这将造成

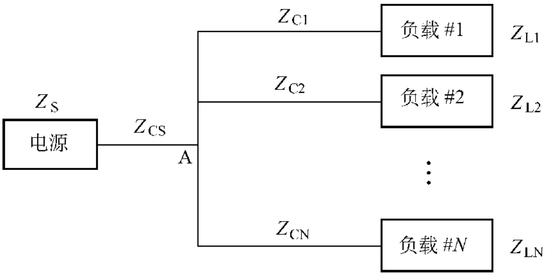


图 7-32 数值小信号分析中阻抗的定义

大信号分析结果不准。

7.6.4 大信号稳定性分析

阻抗要求决定了多变换器电力电子系统小信号的稳定性，但不能保证整个系统的大信号稳定性。大信号稳定性是指系统在出现扰动时从一个稳定运行状态过渡到另一个稳定运行状态的能力。

大信号稳定性涉及主要的扰动，如整流器之间的影响、发电机失荷、总线开关动作、故障（短路或开路）和负载突然变化。在扰动作用下，总线电压会短时偏离额定值的线性偏差。大信号稳定性研究的目标是确定在新稳态电力条件下变换器能否恢复到额定值。

控制可能会影响系统的动态稳定性。在扰动发生后几分钟内，各个电力变换器的控制器动作及来自主电力系统调度中心的控制会相互作用，从而使多变换器电力电子系统稳定或失稳。考虑以下方法可以改善多变换器系统的动态表现和提高其稳定性边界：

1）采用合适的快速响应保护装置；

2）避免电力电子变换器带重负载；

3）提高电源变换器的额定值，以保留适当的输电裕度；

4）根据电源和配电变换器的运行条件适当管理负载，避免过载出现；

5）通过管理中心的控制指令控制负载，使系统工作在其额定功率附近；

6）避免大量线路和电力变换器同时停电削弱网络；

7）避免过电压和欠电压。

实践中，费用上的考虑决定了以上几点的取舍。此外，设计时总是需要在保证系统接近其稳定极限运行时仍能够正常发电和输电。向系统中添加额外的元件可以使系统动态响应更平滑，从而减小失稳的风险。

7.6.5 结论

在小信号稳定性研究中，通过平均化、线性化及简化实际系统的电路等效模型，进行了小信号分析。本章还提出一种数值方法，它可以节省大量的运算时间，因而是一种更为经济的解决方案。但是它需要知道电源变换器输出阻抗、负载变换器输入阻抗及电缆特征阻抗。在实验室条件下很容易获得这些数据，通常也可以向厂商提出申请获得。

另一方面，在大信号稳定性研究中，只能采用可靠的大信号模型进行时域仿真。此外，在系统设计和建造后，采用时域仿真可以最好地对系统进行稳定性分析。仿真的限制依赖于实际控制和保护电路的动态特性，可能包括欠电压闭锁，过电压和过电流保护、即时电流限制及由磁饱和、泄漏、温度变化、老化和灾难性故障产生的非线性等。诸如航天电力系统一类的大系统的大信号稳定性仿真在建模时需要耗费大量的工时，仿真时间往往较长。

一种设计多变换器电力电子系统的保守方法是过量充分加大设计电源和负载变换器的额定值。这是通过保守地定义电源和负载变换器的稳定边界及提高应对运行中任何未预见的不稳定情况的保护机制。模拟装配时需要建造和测试一个全尺寸的多变换器电力系统，比如国际空间站。这样做可以让我们对系统有 100% 的信心，并可以避免未来的重新设计、维修及伤害用户的潜在状态的出现，从而节省了开支。但是由于没有可靠和精确的系统仿真、优化模型和方法，即使实际的模拟系统也不能进行重量、体积及性能的优化。

材料和元件的额定值裕度较大，可能得到更加优化的航天电力系统设计，从而赋予整个系统更好的性能和可靠性。这需要在时域上进行系统动态特性和稳定性的仿真，这种系统的建模方法还不太成熟。第 12 章和第 13 章将对多变换器环境相关的主要大信号动态特性及不稳定性进行更详细研究。

参考文献

[1] NASA Facts, “Powering the future - NASA Glenn contributions to the International Space Station (ISS) electrical power system,” see http: //www. grc. nasa. gov/.

[2] A. Emadi and M. Ehsani, “Multi-converter power electronic systems: Definition and applications,” in Proc. 32nd IEEE Power Electronics Specialists Conf., Vancouver, BC, Canada, June 2001, vol. 2, pp. 1230-1236.

[3] International Space Station Evolution Data Book, “Baseline design,” vol. 1, Revision A, Oct. 2000.

[4] E. Gholdston, J. Hartung, and J. Friefeld, “Current status, architecture, and future technologies for the international space station electric power system,” IEEE Aerospace and Elec-

tronics Systems Magazine, vol. 11, no. 2, pp. 25-30, Feb. 1996.

[5] E. B. Gietl, E. W. Gholdston, B. A. Manners, and R. A. Delventhal, "The electric power system of the international space station - A platform for power technology development," in Proc. IEEE Aerospace Conf., Big Sky, Montana, March 2000, vol. 4, pp. 47-54.

[6] L. Truong, F. Wolff, and N. Dravid, "Simulation of the interaction between flywheel energy storage and battery energy storage on the international space station," in Proc. 35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., Las Vegas, Nevada, July 2000, vol. 2, pp. 848-854.

[7] T. W. Kerslake and L. P. Gefert, "Solar power system analyses for electric propulsion missions," IEEE Aerospace and Electronics systems Magazine, vol. 16, no. 2, pp. 3-9, Jan. 2001.

[8] "Energy and power," IEEE Aerospace and Electronics systems Magazine, vol. 15, no. 10, pp. 19-26, Oct. 2000.

[9] A. Emadi and S. S. Williamson, "Status review of power electronic converters for fuel cell applications," Journal of Power Electronics, vol. 1, no. 2, pp. 133-144, Jan. 2002.

[10] D. J. Keys, "Earth observing system (EOS) TERRA spacecraft 120 volt power subsystem," in Proc. 35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., Las Vegas, Nevada, July 2000, vol. 1, pp. 197-206.

[11] M. H. Moody and C. A. Maskell, "Electrical power systems for space based radar satellites," in Proc. 24th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., Arlington, Virginia, July 1989, vol. 1, pp. 571-577.

[12] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modeling switching converter power stages," in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conf., June 1976, pp. 18-34.

[13] P. T. Krein, J. Bentsman, R. M. Bass and B. Lesieutre, "On the use of averaging for the analysis of power electronic systems," IEEE Trans, on Power Electronics, vol. 5, no. 2, pp. 182-190, 1990.

[14] J. Sun and H. Grotstollen, "Averaged modeling of switching power converters: reformulation and theoretical basis," in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conf., June 1981, pp. 1165-1172.

[15] M. O. Bilgic and M. Ehsani, "Analysis of single flying capacitor converter by the state space averaging technique," in Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Helsinki, Finland, 1988, pp. 1151-1154.

[16] M. O. Bilgic and M. Ehsani, "Analysis of inductor-converter bridge by means of state space averaging technique," in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conference, June 1988, pp. 116-121.

[17] B. R. Needham, P. H. Eckerling and K. Siri, "Simulation of large distributed DC power systems using averaged modeling techniques and the Saber simulator," in Proc. IEEE Applied Power Electronic Conf., Orlando, FL, Feb. 1994, pp. 801-807.

[18] K. S. Tam and L. Yang, "Functional models for space power electronic circuits," IEEE

Trans, on Aerospace and Electronic Systems, vol. 31, no. 1, pp. 288-296, Jan. 1995.

[19] K. S. Tam, L. Yang, and N. Dravid, "Modeling the protection system components of the space station electric power system," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 30, no. 3, pp. 800-808, July 1994.

[20] K. J. Karimi, A. Booker, and A. Mong, "Modeling, simulation, and verification of large DC power electronics systems," in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conference, Baveno, Italy, June 1996, pp. 1731-1737.

[21] B. Cho, "Modeling and analysis of spacecraft power systems," Ph. D. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, 1985.

[22] J. R. Lee, H. H. Cho, S. J. Kim, and F. C. Lee, "Modeling and simulation of spacecraft power systems," IEEE Trans, on Aerospace and Electronics Systems, vol. 24, no. 3, pp. 295-303, May 1988.

[23] T. L. Skvareniana, S. Pekarek, O. Wasynczuk, P. C. Krause, R. J. Thibodeaux, and J. Weimer, "Simulation of a more electric aircraft power system using an automated state model approach," in Proc. 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , Washington, DC, Aug. 1996, pp. 133-136.

[24] S. R. Sanders, J. M. Noworoski, X. Z. Liu, and G. C. Verghese, " Generalized averaging method for power conversion circuits, " IEEE Trans, on Power Electronics, vol. 6, no. 2, April 1991.

[25] G. Verghese and U. Mukherdji, "Extended averaging and control procedure," in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conf. , June 1981, pp. 329-336.

[26] J. Mahdavi, A. Emadi, M. D. Bellar and M. Ehsani, "Analysis of power electronic converters using the generalized state space averaging approach," IEEE Trans, on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 44, no. 8, pp. 767-770, Aug. 1997.

[27] J. Xu and J. Yu, "An extension of time averaging equivalent circuit analysis for DC-DC converters," in Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1989, pp. 2060-2063.

[28] M. B. Do Coutto Filho, A. M. Leite da Silva, and D. M. Falcao, "Bibliography on power system state estimation," IEEE Trans, on power systems, vol. 5, no. 3, pp. 950-961, Aug. 1990.

[29] L. A. Kamas and S. R. Sanders, "Parameter and state estimation in power electronic circuits," IEEE Trans, on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 40, no. 12, pp. 920-928, Dec. 1993.

[30] M. P. Kudisch, G. C. Verghese, and J. H. Lang, "Off-line parameter and state estimation for power electronic circuits," in Proc. 1988 IEEE Power Electronics Specialist Conf. , April 1988, pp. 509-516.

[31] A. Emadi, "Modeling, analysis, and stability assessment of multiconverter power electronic systems," Ph. D. Dissertation, Texas A&M University, College Station, TX, Aug. 2000.

[32] J. G. Kassakian, "Automotive electrical systems-the power electronics market of the future," in Proc. 15th IEEE Applied Power Electronics Conf. , New Orleans, LA, Feb. 2000, pp. 3-9.

[33] J. M. Miller, A. Emadi, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Current status and future trends in more electric car power systems," in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, Houston, TX, May 1999.

[34] C. C. Chan and K. T. Chau, "An overview of power electronics in electric vehicles," IEEE Trans, on Industrial Electronics, vol. 44, no. 1, pp. 3-13, Feb. 1997.

[35] R. E. Quigley, "More electric aircraft," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. , San Diego, CA, March 1993, pp. 609-911.

[36] A. Emadi and M. Ehsani, "Aircraft power systems: technology, state of the art, and future trends," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 15, no. 1, pp. 28-32, Jan. 2000.

[37] M. F. Rose, "Space power technology," in Proc. International Power Modulator Symposium, Boca Raton, FL, June 1996, pp. 9-14.

[38] F. C. Berry, R. F. Gasser, and H. M. Chen, "ADEPTS: Space-based power system management using parallel architecture," IEEE Trans, on Aerospace and Electronics Systems, vol. 30, no. 1, pp. 275-280, Jan. 1994.

[39] G. L. Kusic, W. H. Allen, E. W. Gholdston, and R. F. Beach, "Security for space power systems," IEEE Trans, on Power Systems, vol. 5, no. 4, pp. 1068-1075, Nov. 1990.

[40] N. Balu et al, "On-line power system security analysis," Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 2, pp. 262-280, Feb. 1992.

[41] R. E. de Gaston, "Space station freedom electrical power system stability assessment," Office of Safety and Mission Quality, NASA HQ, Houston, TX, June 1992.

[42] A. Emadi, J. P. Johnson, and M. Ehsani, "Stability analysis of large DC solid-state power systems for space," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 15, no. 2, pp. 25-30, Feb. 2000.

[43] E. W. Gholdstone, K. Karimi, F. C. Lee, J. Rajagopalan, Y. Panov, and B. Manners, "Stability of large DC power systems using switching converters, with application to the International Space Station," in Proc. 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , Washington, DC, Aug. 1996, pp. 166-171.

[44] I. Lazbin and B. R. Needham, "Analysis of the stability margins of the space station freedom electrical power system," in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conference, Seattle, WA, June 1993, pp. 839-845.

[45] Y. V. Panov and F. C. Lee, "Modeling and stability analysis of a DC power system with solid state power controllers," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. , San Jose, CA, March 1996, pp. 685-691.

[46] K. J. Karimi, A. J. Booker, A. C. Mong, and B. Manners, "Verification of space station secondary power system stability using design of experiment," in Proc. 32nd Intersociety En-

ergy Conversion Engineering Conf. , Honolulu, HI, Aug. 1997, pp. 526-531.

[47] G. S. Thandi, R. Zhang, K. Xing, F. C. Lee, and D. Boroyevich, "Modeling, control and stability analysis of a PEBB based DC DPS," IEEE Trans, on Power Delivery, vol. 14, no. 2, pp. 497-505, April 1999.

[48] T. C. Wang and J. B. Raley, "Electrical power system stability assurance for the international space station," in Proc. 32nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , Honolulu, HI, Aug. 1997, pp. 246-252.

[49] C. M. Wildrick, "Stability of distributed power supply systems," Masters Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, Jan. 1993.

[50] C. M. Wildrick, F. C. Lee, B. H. Cho, and B. Choi, "A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 10, no. 3, pp. 280-285, May 1995.

[51] S. E. Schulz, "System interactions and design considerations for distributed power systems," Masters Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, Jan. 1991.

[52] B. H. Cho, J. R. Lee, and F. C. Y. Lee, "Large-signal stability analysis of spacecraft power processing systems," IEEE Trans, on Power Electronics, vol. 5, no. 1, pp. 110-116, Jan. 1990.

[53] B. Choi, "Dynamics and control of switchmode power conversions in distributed power systems," Ph. D. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, May 1992.

[54] V. Grigore, J. Hatonen, J. Kyyra, and T. Suntio, "Dynamics of a Buck converter with constant power load," in Proc. IEEE 29th Power Electronics Specialist Conf, Fukuoka, Japan, May 1998, pp. 72-78.

[55] S. F. Glover and S. D. Sudhoff, "An experimentally validated nonlinear stabilizing control for power electronics based power systems," Society of Automotive Engineers (SAE) Journal, Paper No. 981255, 1998.

[56] S. D. Sudhoff, K. A. Corzine, S. F. Glover, H. J. Hegner, and H. N. Robey, "DC link stabilized field oriented control of electric propulsion systems," IEEE Trans, on Energy Conversion, vol. 13, no. 1, pp. 27-33, March 1998.

[57] A. S. Kislovski, "Optimizing the reliability of DC power plants with backup batteries and constant power loads," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf, Dallas, TX, March 1995, pp. 957-964.

[58] A. S. Kislovski and E. Olsson, "Constant-power rectifiers for constantpower telecom loads," in Proc. 16th International Telecommunications Energy Conf , Nov. 1994, pp. 630-634.

[59] I. Gadoura, V. Grigore, J. Hatonen, and J. Kyyra, "Stabilizing a telecom power supply feeding a constant power load," in Proc. 10th International Telecommunications Energy Conf. , Nov. 1998, pp. 243-248.

[60] H. A. Khalil, Nonlinear Systems, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.

[61] J. E. Slotine and W. Li, Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1991.

[62] R. D. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators," in Proc. IEEE Industry Application Conf., Oct. 1976, pp. 366-382.

第 8 章　海上和水下运载器电力系统

基于多电运载器（MEV）的概念，各种海上和水下运载器上常规的机械、液压及气压功率传输系统被电气系统所替代。考虑到各种电气负载不同的功率需求，以及实现紧凑、轻型、安全和高效的电力供应，在进行这类运载器的开发时，基于电力电子的电力系统是最可行的选择。

8.1　海上和水下运载器电力系统架构

8.1.1　隔离电力系统

海军的海上运载器是海面战舰和航空母舰，水下运载器是潜水艇。一直以来这类运载器都采用隔离电力系统（Segregated Power System，SPS）配置，如图 8-1 所示。在这种配置下，各个分开的原动机通过齿轮传动机构向推进系统提供能量，这个过程几乎消耗了 80% ~90% 的总功率[1]。原动机同时也被用来带动发电机，发电机再供电给配电系统。配电系统包含电气负载、配电盘和断路器，它供电给各种电气负载，如船舶服务和作战负载。但是，实践证明，这种电力系统配置是低效的，因为这些运载器的首要需求并不是持续高速的推进。因此需要有策略地将这部分剩余机械能转化为电能，而 MEV 方法独特的优点正是体现在这里。

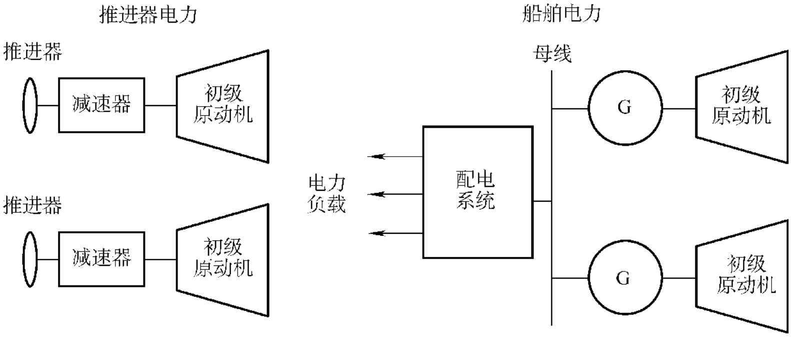


图 8-1　隔离电力系统

8.1.2　集成电力系统

集成电力系统（Integreted Power System，IPS）配置给现代海上和水下运载

器带来了革新。如图 8-2 所示，由发电机将电能供给船舶服务和作战负载及电力推进系统[1]。这种配置提高了这类运载器在不同速度范围内的燃料效率，而且运行更安静。IPS 也使模块化设备方法更容易实现。如图 8-2 所示，首级发电电源、次级发电电源及储能装置集成在一起形成了紧凑高效的发电系统，从而满足正常海上负载、机动及紧急情况下各种负载需求。首级发电电源可以是汽油或柴油燃汽轮机驱动的永磁交流发电机，电压等级为 440V 或 4160V。次级发电电源可以是燃料电池。储能装置可以是飞轮和电池。IPS 采用环状配电系统，系统中任意一台发电机都可以供电给任一负载。在临界工况下最先保证重要负载的供电连续性。

如图 8-2 所示，电力电子接口包含模块化的大功率或中等功率交流或直流变换器，它们有内置的控制组件，用来处理发电机发出的电能。这些变换器通过隔离变压器和发电机配电盘（Switch Boards，SB）供电给主交流和直流总线。电力变换和配电模块包含多个互连的电力电子变换器和工作于独立模块中的变换器。它们并行运行，根据需求向各种区域内的电气负载提供交流或直流形式的电能。这些模块能主动地控制系统各个部分间的耦合。

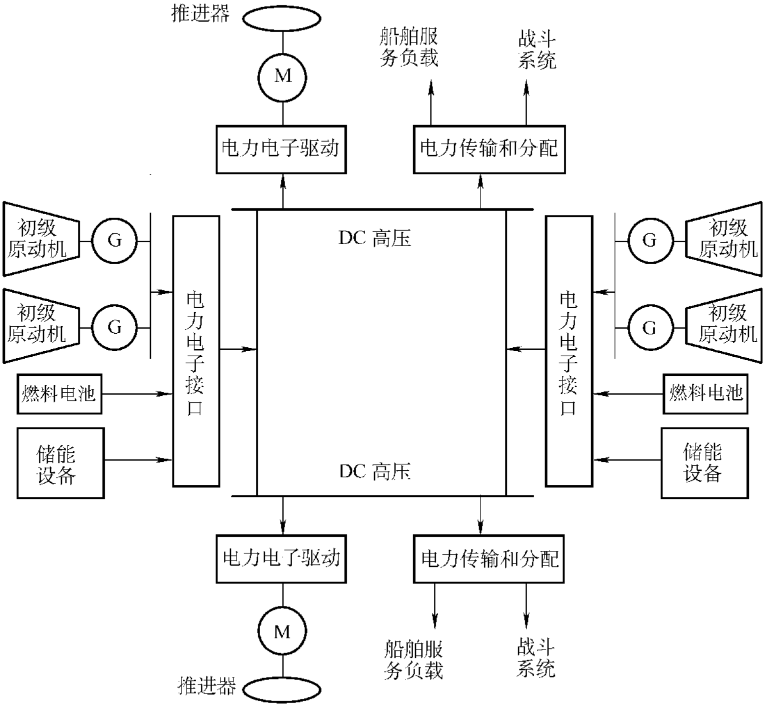


图 8-2　集成直流电力系统

基于目前网络的推进系统，IPS 可以有不同的配置。推进系统可由连接在大

功率交流总线或主直流/交流总线上的先进电气传动装置驱动[2]。IPS 中，由于推进和船舶服务电气系统都从同一电气总线取电，所以发电和配电系统必须能处理与船舶机动相关的暂态推进需求，并同时将电能质量控制在可接受的范围内。这可以通过采用先进控制技术及计及配电系统区域性质的智能电力管理系统实现[2]。

IPS 有一个层次化的控制系统为每个模块分配功能。如图 8-3 所示，电力管理中心根据反馈变量通过上级模块向下级模块发送指令，从而协调发电及推进模块与 IPS 的运行。根据任务的实际情况和相关功能，这些指令伴随潮流管理发出。因此，不同运行状态下电力系统的自动故障判断、隔离和重新配置更为可靠。

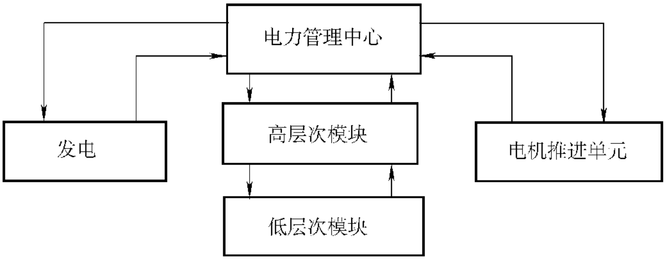


图 8-3　海上和水下运载器控制系统的指令链

8.2　电力电子模块

电力电子电路几乎没有适用于中等功率和大功率范围应用的通用灵活的解决方案，因为这类系统是针对特定工作设计的。漫长的开发时间和昂贵的费用开销限制了电力电子电路在许多领域的大规模应用[3]。因此，海军开始了电力电子模块（Power Electronics Building Blocks，PEBB）的开发研究。它的目的是得到一个灵活可扩展的系统架构和模块族，从而降低开发成本和寿命周期成本。这项技术既可以满足不断增长的功率密度的要求，又能使电力设备智能化。这种智能化的电气设备可以进行功率控制、调整和电力开关元件的高速开关操作[3]。此外，它也朝海上和水下运载器的容错配电系统迈出了建设性的一步。

PEBB 为单封装多功能控制器，可用单个设备代替复杂的电力电子电路，简化了电力系统的开发和设计[4]，如图 8-4 所示，PEBB 包含功率开关元件、缓冲和振荡元件。电力开关元件通过门极驱动器进行配置，由控制模块中的软件控制。控制所需的各种变量的反馈信号由传感器获得，通过串口或并口传输。这些通信接口与模拟、数字和通信总线相连[4]。控制模块采用分布式或集中式的

控制架构来监视调制深度和内环参数，如电压、电流和频率等。另外还为 PEBB 提供了一个单独的滤波器，用来消除谐波电流，保证稳定的控制操作。因此，只要在电路上作一些外部改动，同样的 PEBB 就适用于不同的应用，如转向控制、自动总线传输（Automatic Bus Transfer，ABT）和消防泵。

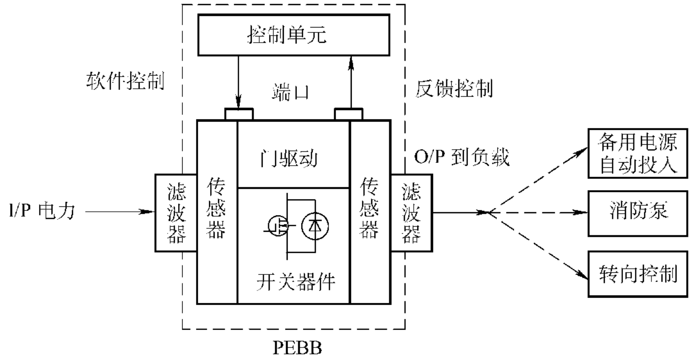


图 8-4　电力电子标准件

在投运更多设备时，为了保证开关器件工作在大电流和高效率状态下，需要减小它们的热应力[3]。因此在 PEBB 的开发阶段，需要特别注意如下与器件封装有关的问题：电磁干扰（Electromagnetic Interferences，EMI）、发热、互连、通信接口、开关策略、可靠性和控制器架构[4]。PEBB 可以使不同电力电子电路间的通信和接口标准化。

PEBB 在系统中的应用

PEBB 是以图 8-4 中多层应用级 PEBB（Application Level PEBB，APEBB）的形式集成在系统中。图 8-5 中的 APEBB 负责推进系统的电气传动。其中，PEBB 1（DC/DC 变换器）通过区域内 PEBB 2（DC/AC 逆变器）将主直流总线上的电能传输给电机。在根据反馈变量获取期望的负载控制策略时以及与区域级或中央控制器通信时都采用了可在线编程的应用级控制器。

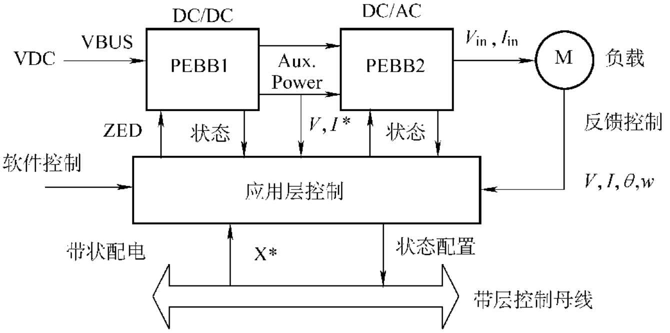


图 8-5　系统中 PEBB 的实现

电力电子变换器会在特定频率范围内产生谐波。因此，滤波器要有标准的动态阻抗，并且能够对其动态阻抗进行主动控制，这样才能满足PEBB在为大功率电气负载供电时的并行运行要求。

8.3　电力电子电路控制器架构

多个互连的电力电子变换器同时运行于海上和水下运载器的配电系统中。必须在各种配置和运行情况下高效地控制它们，以保证系统的稳定运行。用模拟方法可使控制变换器价格低廉，算法简单。但是这些方法不能灵活地改变算法，已经不足以应对新开发的复杂的电力电子变换器，所以它们不能在同一平台上通过微调实现不同的开关策略[5]。而微处理器、微控制器及数字信号处理器（Digital Signal Processor，DSP）却能满足以上要求，因此用它们来实现电力电子的控制比模拟控制更有优势[5]。

一般来说，电力电子变换器的控制器架构有以下4个部分：①门极驱动器；②带内环的调制器；③负载控制器；④系统级控制器。每个部分都运行在不同的时域。门极驱动器控制时间常数约为1μs的开关；带内环的调制器和内环管理控制10μs以内的过程；负载控制器运行的时间常数为10ms，系统级控制器负责系统级的监控，两者协同工作。

8.3.1　集中式数字控制器（CDC）

近来集中式数字控制器（CDC）已经被用于大功率和中等功率变换器数字控制方法中[6,7]。在这种控制方法中，无论变换器的拓扑结构、尺寸和额定功率如何，都由一个控制器负责所有控制和监控任务。以图8-6中通用电机供电的单相整流器为例，集中式控制器和单个DSP处理器之间有10个点对点的连接。根据整流器输出侧反馈的电压和电流，四个门极驱动器通过数字I/O口控制。

对于先进变换器，由于点对点的连接显著增加，功率级和控制器间的接口变得非常复杂，而且控制器故障会使整个系统停止工作[6]。在海上和水下运载器中，由于多数变换器和逆变器并行运行，所以通信和控制架构的设计很繁琐，控制软件的编写、调试和维护也很困难[9]。因此集中式控制器架构不能实现电力电子变换器的标准化和模块化，可以基于PEBB实现分布式控制算法，以全面兼容各种电力系统[8]。

8.3.2　分布式数字控制器（Distributed Digital Controller，DDC）

在基于电力电子的系统中，各种等级的硬件、控制和数据分布有不同的功率等级。因此在控制器的开发中必须协调好控制器和PEBB，从而实现高水平的

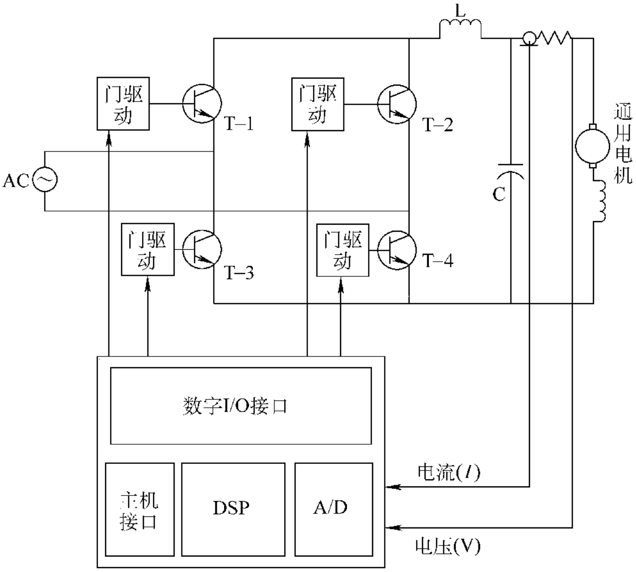


图 8-6　集中式数字控制器

集成、简单的软硬件重新配置和多功能灵活系统。当分布式数字控制器工作在 PEBB 系统中时，它拥有以上提及的所有特性，还能使整个系统模块化和集成化[8]。这种控制器可分为 4 个基本部分：①门极驱动器；②硬件管理器；③应用管理器；④系统级控制器，如图 8-7 所示。

应用管理器（Application Manager，AM）负责与硬件无关的高级控制和监督控制。应用管理器由 DSP 处理器、可编程逻辑器件（Programmable Logic Device，PLD）和串行 I/O 口组成。串行 I/O 口用作应用管理器和硬件管理器（Hardware Manager，HM）之间的通信。如果为硬件管理器和应用管理器提供不同的软件程序库，DDC 就针对不同的应用重新配置。因此大大减少了控制器开发的时间和成本。

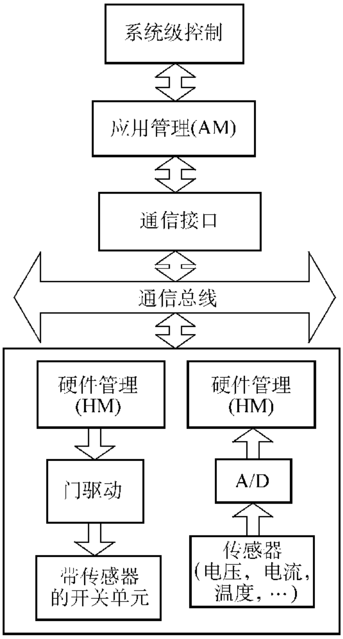


图 8-7　分布式数字控制器

硬件管理器是 PEBB 的集成部分，负责以硬件为导向任务，如通过门极驱动器向开关元件发出脉冲。此外，它还提供过电流保护以及利用各种传感器测量电压、电流和温度。在 DDC 中，系统级控制响应能量管理中心（Power Management Center，PMC）发出的指令，它还协调同

一个模块中各种变换器的运行，从而监控系统级的执行情况。在更高级的技术中，应用管理器和硬件管理器之间采用星形串接光纤作为通信接口[8]。因为分布式控制器运行速度更快，同时通信接口又离电力变换器很近，所以它容易受噪声和电磁干扰影响。因此，研究人员作了大量的研究工作来制定基于局域网（LAN）架构的通信控制协议[7]。

8.4　电能管理中心

电能管理中心（Power Management Center，PMC）是海上和水下运载器的心脏，它是系统的主要控制器。如图 8-8 所示，PMC 从武器系统和雷达系统接收数据，通过调整推进功率来操作武器系统。它分别根据灾害分析和火控系统的信息监视自动总线传输（ABT）开关和消防泵；根据导航系统的反馈进行转向控制。所有的这些操作中，PMC 都在协调发电和配电的运行。

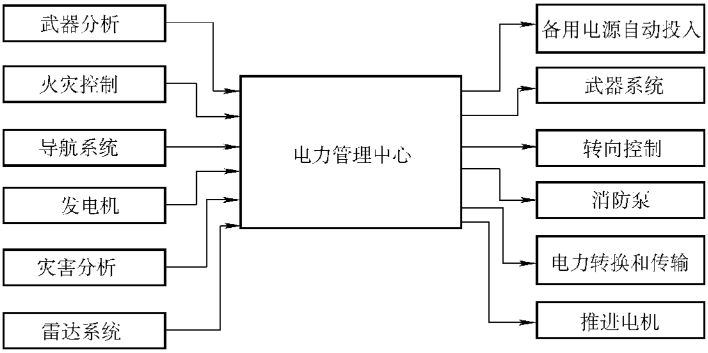


图 8-8　电能管理中心

PMC 考虑若干因素（如可用发电功率、分配功率、当前负载和应付未预期负载的剩余功率等）来协调所有的资源，它根据实际运行条件工作。这些运行条件受系统故障、损伤和其他各种配置的制约，电力控制还需要考虑开关元件、主动控制策略和电压波动等因素。

8.5　海上和水下运载器的配电系统

目前，海上和水下运载器采用交流放射式或环式配电系统，如图 8-9 所示。在这两种系统中，发电机处于中心地位，远程电力电缆通过发电机配电盘和负载中心向各种电气负载供电[4]。但是这种配电系统不经济，因为电力电缆和配电盘馈线电路非常昂贵[2]。此外，从作战条件下运载器的生存能力方面考虑，这种配电系统也不够可靠。它也不能接入新的尖端武器来改善运载器的作战能

力。

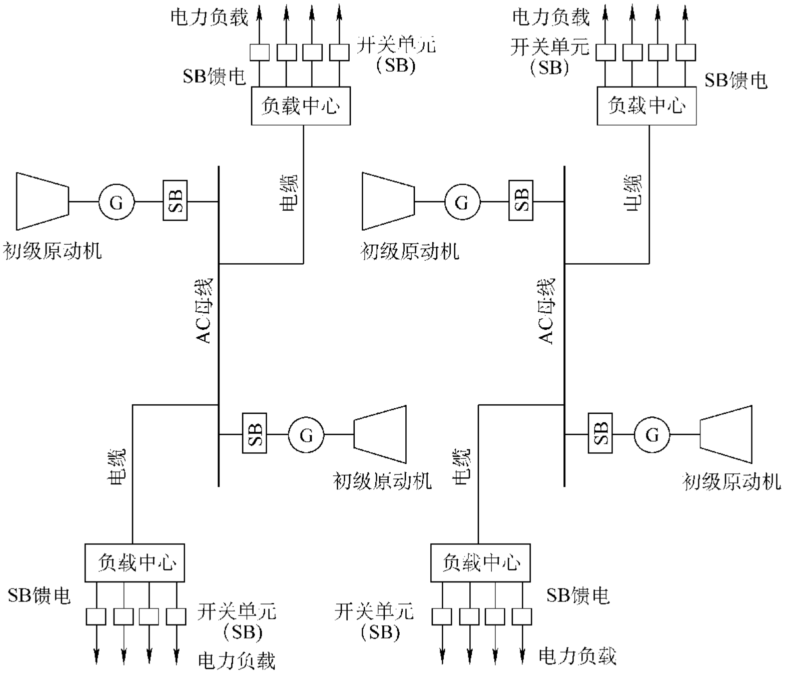


图 8-9　海上和水下运载器交流配电系统

随着电力电子的发展（功率密度的增加、电力开关元件成本的降低及可靠性的增加、先进控制技术的产生），为改变配电系统架构，海军已经开始寻找新的选择。已经通过在各个负载旁的电力总线上安装独立的电力电子模块，更换了许多传统的配电盘和配电面板，这就是所谓的区域配电系统[2]。

8.5.1　交流带状配电系统

如前所述，海上和水下运载器的主总线采用交流或直流均可以。我们先来分析交流带状配电的一个部分，如图 8-10 中的雷达系统。

如图 8-10 所示，交流电气负载从 AC/AC 变换器获取不同电压和频率的电能，特别是武器负载，它对电压和频率的要求更高。AC/AC 变换器还用作单相和三相交流电机的电气传动。系统中不同的直流负载由单相或三相 AC/DC 整流器供电。采用有源滤波器滤除谐波来保证交流带状配电系统的电能质量。

然而，这种配电系统不能保证在各种运行条件下都具备优异的性能。由受损、开关动作或雷击或是功率需求的突增引起的暂态过程会使系统中多个点出现电压骤降[11]。此外，电压和频率的变化会波及整个系统，影响各个设备和仪器以及电力电子变换器的性能，从而降低系统整体的可靠性。所以交流带状配

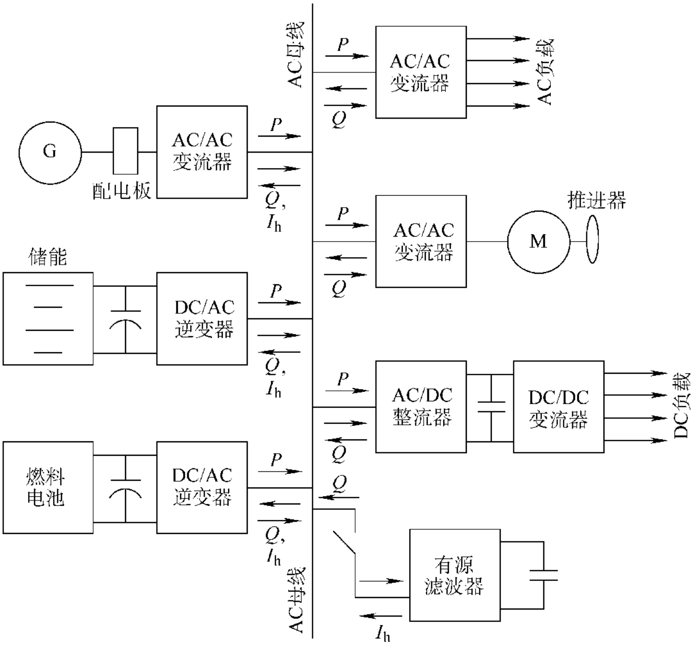


图 8-10　交流带状配电系统

电系统不能满足所有基于电力电子系统的特性要求。

8.5.2　直流带状配电系统

海军在海上和水下运载器的直流带状配电系统方面作了大量的研究。在图 8-11 所示的配电系统中，三相 Boost 整流器将大功率交流总线上的电能整流为主直流总线上电压为 1200 ~ 2000V 的直流电。然后 DC/DC Buck 变换器将主总线上的电压降到 285 ~ 950V。这些变换器并行运行在功率变换模块（Power Conversion Module，PCM）中，充当主直流总线和由防水墙隔开的各区域之间的缓冲器中[2]。它们以适当的电压向三相逆变器和其他直流负载供电。这些逆变器并行运行在功率分配模块（Power Distribution Module，PDM）中。固态频率变换器用来向陀螺仪、雷达、声纳及武器系统提供频率为 400Hz 的电能。这些功率变换和分配模块可以主动控制系统各部分之间的耦合，从而成功隔离故障并防止故障蔓延。由于系统中存在恒定的功率推进负载，直流带状配电系统存在严重的稳定问题[13,14]。稳定问题将在本书最后两章涉及。

由于多数电气负载都呈非线性，因此需要采用分布式数字控制器（Distributed Digital Controller，DDC）一类的高级控制技术来协调这些变换器和逆变器的并行运行，从而保证每个区域的稳定性。每个区域都采用了自动总线传输（ABT）开关。不管区域内出现何种损伤，它都能保证关键负载供电的连续

性[10]。ABT 开关运用了功率开关元件，数控检测及开关操作。ABT 中的微控制器负责故障检测、识别和报警、关键事件数据记录，以及通过串口进行远程监控。

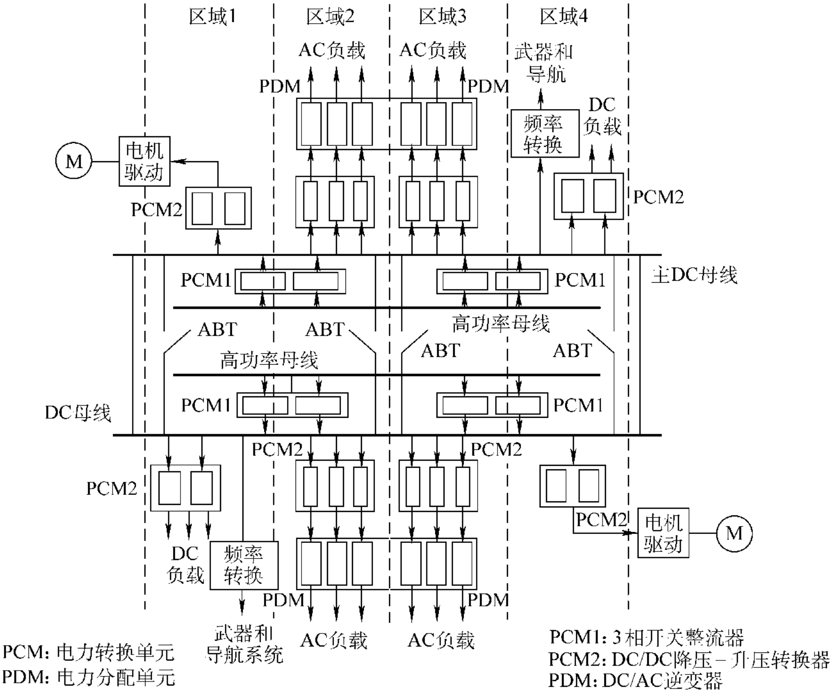


图 8-11　直流带状配电系统

采用直流配电系统后不再需要庞大的交流开关电器和磁性元件，从而极大地削减了整个系统的尺寸和重量。据估计，采用 IPS 配置和直流带状系统后，综合考虑人力、物力和燃料成本，美国海军每艘船节约了近 1411.3 万美元[2]。与交流系统相比，直流系统的无功损耗相当低，得益于直流潮流分析，故障检测和恢复算法也更简单。此外，在这种系统中只要对各个模块应用高级控制技术就能将暂态过程限制在特定的区域中[12]。由于电气负载所需的功率变换都在各个区域中完成，所以系统中谐波畸变比交流配电系统小，同时电压和频率变化带来的影响也得到了限制。

8.6　海上和水下运载器的高级电气负载

MEV 方法在海上和水下运载器中的实现引入了许多新的尖端电气负载，特别是在武器系统中。根据电力系统的安全、战斗损伤的控制及供电连续性的要求，这些负载被分为关键负载和非关键负载两类，如图 8-12 所示[2]。电能调整

和电能管理系统协调这些负载的工作。为了保证电能调整和电能管理系统的可靠运行，这些负载又进一步被分为小功率、中等功率和大功率负载。

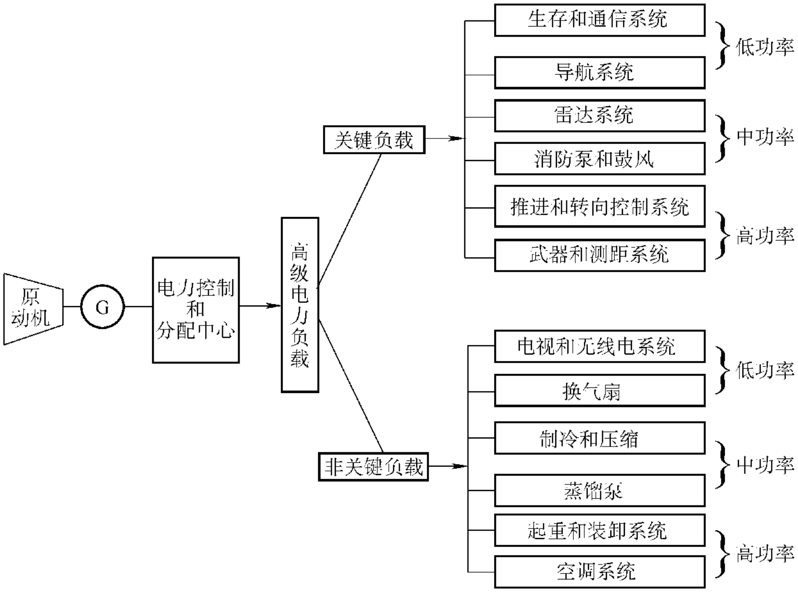


图 8-12　海上和水下运载器的高级电气负载

这些负载使用 60Hz 或 400Hz 的电能，电压等级为 440V、115V 和 4160V，与指挥、监视及武器系统相关的电气负载使用 400Hz 的电能。直流负载使用 640 ~900V 的电能。航空母舰上的电气负载普遍使用 4160V 的电能[10]。

配电系统通过使用不同类型的电力变换器、逆变器和静止的固态频率变换器，完成不同电压和频率运行模式的管理。当系统出现功率需求的剧变、元器件故障、内部失灵及系统崩溃时，PMC 能在这种危机状态下保证供电连续性和电压调节。

主要的大功率关键负载平均重量在 70000 ~80000t 之间，电力推进和转向控制系统就属于此类负载，它们负责驱动海上和水下运载器。武器和对抗系统中的电动火炮和定向能量武器通过脉冲形成网络消耗的平均功率有几十兆瓦。超导电感储能和带磁动力存储的高压电容很可能用来给未来武器供能[15]。因此有可能充分利用运载器和推进系统内的动能[16,17]。

火灾是海上和水下运载器面临的主要危险之一，它可由短路和战斗损伤引起。所以运载器上安装了消防泵。它由离心压缩机和变速电机传动，功率约为 6MW。起重和装卸系统包含卷扬机、起重机、电梯及电磁发射器一类的电气负载，功率为 5 ~7MW。

8.7 海上和水下运载器的高级电气传动

海上和水下电动运载器的集成电气传动推进系统比传统的机械传动系统更强调 IPS 配置的重要性。集成电气传动推进系统能为未来武器系统增加可用功率，从而改善作战能力。它还能快速恢复供电，从而减小运载器在危机情况下的易损性。从控制和运行角度来看，集成电气传动推进系统既经济又可靠。它有最佳的操纵和定位性能，而且可以极大地减小振动和噪声。

多年以来，直流电机都在电力推进系统中占据了统治地位，因为直流电机起动转矩和制动转矩很大而且反转能力较强。由于换向器电压的限制，直流电机的工作电压不能太高。但是大功率、高速度和宽速度范围是推进技术发展新趋势。所以直流电机在先进推进系统中的应用有限[18,20]。

固态器件的发展使诸如多相异步电机和电励磁同步电机一类的交流电机在推进系统中的应用成为可能。依靠电力电子变换器，交流电机可实现不同的转矩—转速特性。通过采用多电平电力电子变换器，交流电机可满足 20～30MW 大功率推进的需求[2]。但是变频交流传动会出现谐波导致的振动和低速转矩脉动。

研究人员就开关磁阻电机（Switched Reluctance Machines，SRM）和永磁（Permanent Magnet，PM）电机（如永磁无刷直流电机 < PM-BLDC > 和永磁同步电机 < PMSM >）在海上和水下运载器推进系统中的应用作了大量的工作。与传统电机相比，这些电机在效率、转矩重量比、维护性、动态性能、可靠性和耐用性方面有许多优势[19～21]。具备无槽电枢和多路绕组的直流电机也可用于推进系统[18]。这些电机可以为多级形式，每级可由单个电力电子变换器控制。在图 8-13 中永磁同步电机的例子中，主直流总线通过 DC/AC 逆变器驱动永磁同步电机。

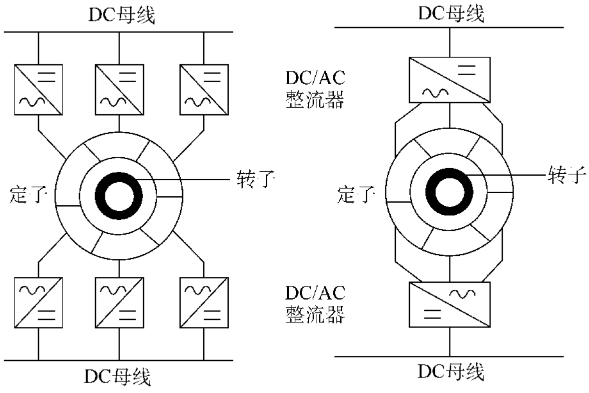


图 8-13　永磁同步电机的驱动

在上述情况中，因为每部分定子由一个变换器供电，所以供电更可靠，只要协调好各个变换器即可。在紧急情况下，即使定子中某个绕组出现故障，电机也能在低功率下运行，从而提高战斗中运载器的生存能力。

美国海军还在关注高温超导（High Temperature Superconducting，HTS）电机在推进系统中的应用。采用高温超导电机可获得较高的功率密度。它能极大地减小机舱，而且也不会像永磁电机那样存在电磁干扰问题。由于推进负载是大功率恒定负载，它与电气总线的集成会带来电力系统的稳定问题。直流电机一般被用在甲板插座、船舱通风扇和水泵这类场合。电磁发射器采用带循环换流器的直流同步电机[22]。本书也介绍了运载器应用领域中的先进电机驱动技术。

本章的说明足以让我们对现代海上和水下运载器高级配电和电气负载的形式有较全面的了解。可以看出，电机是整个系统中最重要的电气负载之一。消防泵、钻井系统、起重和装卸系统、电磁发射器、紧急开门器、挖掘机、空调系统、鼓风机、压缩机、加热器和电力推进系统都安装了电机。因此，各种类型的常规电机和先进电机都会用于基于电力电子的变速传动中。

如前所述，电力推进是海上和水下运载器的主要电气负载，采用电力电子功率优化可以节省大量的功率。在这种情况下电机的选择非常重要。一般来讲，如邮轮或渡轮一类的运载器，它们有一对主推进器使用同步电机，还有一些小的推进器使用异步电机。这类推进系统中的电机基本都是速度范围较宽的低速可变速电机（150～200r/min），它们的功率在 20～40MW 之间，用于驱动单个推进器。对于水下运载器来说，它对电压要求也是变化的[18]。

8.7.1　无槽电枢直流电机

由于当今推进系统倾向于采用单推进器代替双推进器，所以运载器对推进功率的要求变高[20]。在这类系统中使用直流电机需要配备复杂的机械传动机构，它包含又大又沉并且昂贵的推进轴和齿轮箱。大功率应用领域的换向问题是阻碍直流电机应用于推进系统的另一严重问题。因为必须要将相邻两个换向片间的电压控制在一定限度内。另外，还需要限制绕组中感应产生的反电动势[20]。因此，在海上和水下运载器的电力推进系统中采用直流电机非常困难。

在直流电机中配合使用无槽电枢和多路绕组可以满足大功率推进的要求。因为即使绕组中感应电动势较高，多路绕组也能限制换向片间的电压。另外，电枢的无槽结构既可以减小电枢绕组的漏抗，还能在不增加电刷火花的情况下提高载流能力[18]。电枢的多路绕组使几个换向片共同承受单个绕组的感应电压，从而使换向片间的电压维持在一定限度内。当设计电枢的多路绕组时，需要保证均匀地将电流分配到每极下面的并联电路。采用均压连接和换向极有助于减小环流及电枢反应的影响[18]。

对功率较高的应用场合，使用无槽直流配合多路复用绕组电机可以产生高电动势，这种电机需要较强的磁场，引起其等效气隙较宽，当然这种情况下铜

损较大。

8.7.2　高温超导电机

许多海军还在关注高温超导（High Temperature Superconducting，HTS）电机在推进系统中的应用[23]。由于励磁绕组在温度高于25K时电阻为零，所以采用高温超导电机可以获得更高的功率密度。它可以大大减小机舱体积，只会产生极小的噪声，而不会产生电磁干扰问题。

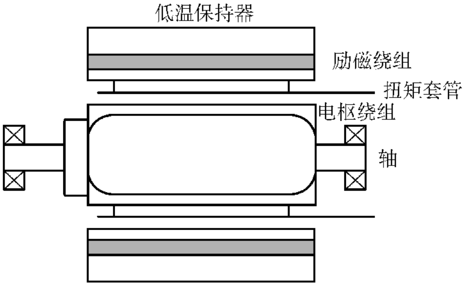


图8-14　高温超导电机的结构

图8-14所示为无槽电枢高温超导电机典型的基本结构，其高温超导励磁绕组位于转子上，铜绕组位于定子上。励磁绕组依靠低温恒温箱中的制冷机冷却。由于电枢绕组电阻损耗的减小，这种电机在满负载和部分负载情况下的运行效率都比常规电机高。此外，由于高温超导电机的同步电抗很低，所以电机在空载和满负载两种工况下只有很小的电压调整。

8.7.3　永磁电机

如前所述，为了在海上和水下运载器的电力推进中用永磁电机（Permanent Magnet，PM）代替目前使用的三相异步/同步电机，相关人员进行了大量的研究。与常规电机相比，永磁电机在效率、转矩重量比、维护、动态性能、可靠性和耐用性方面有许多优势。永磁无刷直流电机（PM brushless DC，PMDC）、永磁同步电机（PM Synchronous Motor，PMSM）是永磁电机的两种形式，它们中有的电机专门为吊舱式电力推进器和其他应用而设计。

上一节讨论了在类似推进一类的大功率应用场合，我们需要采用紧凑高效的电机，从而获得高转矩重量比。改进设计的盘式永磁电机很适合应用于推进系统[19]。这种电机通常用于船舶直接传动推进和压缩机传动，它们都是当今海上和水下运载器的趋势。

图8-15所示为这种盘式永磁同步电机的基本结构。无槽环形铁心位于两个永磁转子盘之间，定子铁心上有三相集中绕组。如图8-15所示，永磁转子盘产生的磁通指向气隙。所有作用在环形铁心的力会产生切向力，定子绕组电流会与这个力及磁通产生相互作用。

这种电机的电磁转矩是其外径的函数。它可以做成多级形式，从而减小电机占用的空间，这是它用于海上和水下运载器的一大优点。如果有 n 个定子绕

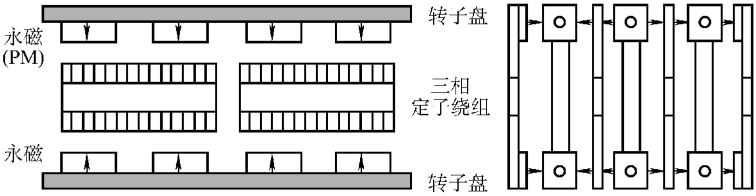


图 8-15　盘式永磁电机基本结构

组，就存在 $n+1$ 个永磁转子盘。这 n 个定子绕组可以串联或并联，由一个变换器供电或多个变换器分别供电[19]。因此，这种电机的转矩—转速特性可通过一般的 PWM 逆变器或多电平逆变器来调整，后面几小节将讨论这个问题。

横向磁通永磁电机虽然结构不同（见图 8-16），但运行原理却一样，它的电磁转矩由定子和转子磁通横向的相互作用产生。这种电机的环形定子相绕组会在气隙中产生磁动势。它由定子齿的形状来控制，从而产生一个空间分布谐波磁通[24]。

磁通与转子上的磁体相互作用产生转矩，磁通路径和电枢绕组的解耦增大了绕组的截流能力，所以只需增加极对数就可以提高功率密度，从而得到比辐向磁通电机更高的转矩密度。

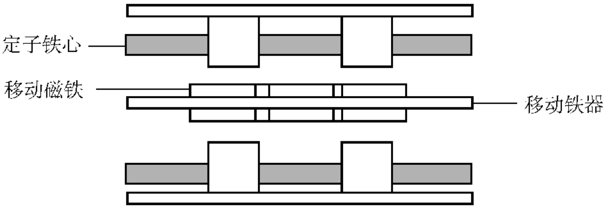


图 8-16　横向磁通电机基本结构

辐向磁通永磁电机是基于传统旋转电机设计原理，不管极数的多少，设计都相对成熟。

直线同步电机（Linear Synchronous Motor，LSM）的定子绕组和旋转同步电机相同，但不是环形结构，而是平铺结构。其转子也非旋转转子，而是位于轨道上的“小车”，由其上的磁体提供沿定子绕组方向的推力。控制直线同步电机需要变频驱动。例如采用循环换流器和监视磁体侧向偏移的传感器根据磁体运动位置来改变绕组极性和加速。这些控制是 LSM 系统中最复杂的部分。如果实现了这些控制，就可以得到一个高效而强大的系统。

以上讨论的直线同步电机已经用于电磁发射器上。但是它面临着电子设备电磁干扰的影响[25]。当推重比要求提高时，电机的尺寸也会增加。因而在开发超导直线 BLDC 电机时，为了增加推力首选高温超导线，它可以承载更大的电流[25]。

8.7.4　调速传动

在过去的十年里，特别是在如GTO、IGCT和IGBT等新型器件出现后，电力电子领域发生了迅猛的变化。从而使许多大功率应用成为可能[26,27]。此外，软硬件控制、信号处理方法和控制及估计技术也有很大进展[26]。因此在过去几十年里，调速传动技术已经成为减小不同功率范围内各种过程能耗的一个重要概念。紧凑高效的电力电子设备代替了以往沉重和庞大的机电部件。这种技术将电子和控制集成在一个电机中，从而实现特定的电机控制功能。海上和水下运载器中存在多种形式的调速传动，它们根据电机的额定电压和功率来分类，负责交流和直流电机连续的速度和转矩控制。负载的转矩—转速特性对调速传动很重要。

8.7.5　变频传动

在海上和水下运载器中，交流电机占有统治地位。因此主要的焦点都集中于交流电机上，特别是在变频传动系统上[28]。在这种传动中，改变电机的输入频率可以控制传动速度，还可以根据由交流电机特性确定的输出频率调整输出电压，从而得到足够的转矩。变频传动系统由海上和水下运载器的主直流总线供电。这类运载器在功率变换系统和配电系统中有各种类型的逆变器，它们可以分为以下几类。

8.7.5.1　变压逆变器（Variable Voltage Inverters，VVI）/电压源逆变器（Voltage Source Inverter，VSI）

电压源逆变器（VSI）通常用于海上和水下运载器的中小功率应用中，它们在15% ~200%电机运行速度范围内都可以高效地运行[29]。如图8-17所示，电压源逆变器从类似直流斩波器的可变电压源取电，然后根据电机的要求调整电

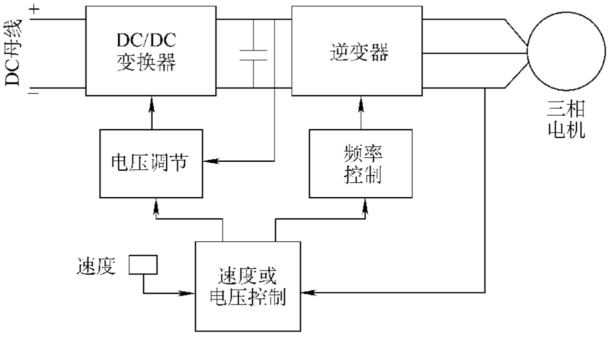


图8-17　海上和水下运载器中电压源逆变器的应用

压和频率。变压逆变器（VVI）也叫做6阶梯波逆变器，控制电压由单独频率发生器给定。变压逆变器中有6个固体开关器件及配套的6个二极管。通过一定的控制可以使这6个固体开关产生每相6阶的电压波形。改变每个开关的导通时间可以改变输出电压的波形。

变压逆变器是最经济和最简单的可调频传动，但它的输出波形很差，如图8-18所示。此外，它的功率因数会随着速度和负载下降。它需要的滤波器也比其他逆变器要大。因此，为了在海上和水下运载器的蒸馏泵和通风扇等应用中得到较高的功率因数，变压逆变器需要运行在特定的速度范围内。

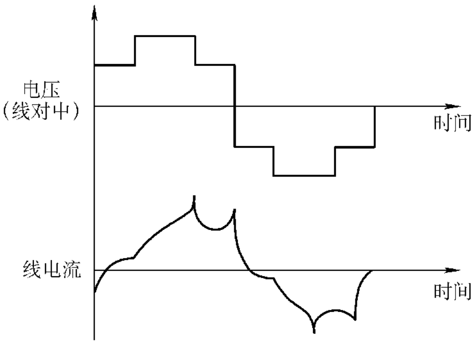


图8-18　电压源逆变器的输出

8.7.5.2　电流源逆变器（Current Source Inverter，CSI）

CSI的运行如图8-19所示。它非常像6阶梯波可变电压逆变器，只不过它的固体开关器件产生的是每相6阶的电流波形，而不是图8-20中的电压波形。其电流是通过逆变器输入侧的大电感来控制，而电压是根据电机的需求来调整。这种逆变器一般采用磁滞控制。

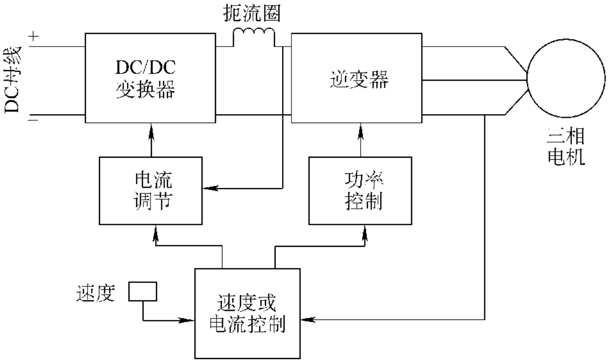


图8-19　海上和水下运载器中电流源逆变器的应用

与电压源逆变器相比，电流源逆变器有许多优点。其输出级有短路保护，控制电路简单，工作效率高。电流源逆变器能控制电流，因而可有效地用于变转矩应用中。但是它也有缺点，其滤波电感体积大，整流器复杂，没有开路保护。

电流源逆变器可用于中等功率和大功率的应用中，如海上和水下运载器电气负载中的泵、风扇和压缩机，这些场合的转矩要求是变化的[30]。这种负载的转矩和速度的三次方成正比（$T\propto n^3$）。因此电流源逆变器适合用于海上和水下

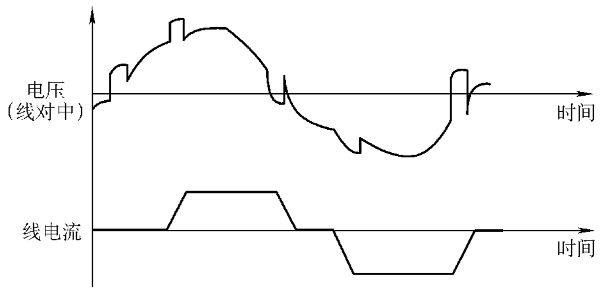


图 8-20 电流源逆变器的输出

运载器的消防泵和压缩机。此外，由于它有再发电能力，当用于如起重机和绞车一类用于检修的负载时，可以向交流电力系统馈送功率，对电池充电。

8.7.5.3 负载换流逆变器（Load Commutated Inverter，LCI）

LCI 属于电流源逆变器。它被用来控制海上和水下运载器空调系统中的鼓风机和大风扇，这些场合采用功率在 400～600 马力之间的同步电机[31]。如图 8-21 所示，LCI 通过增大或减小励磁电流，利用同步电机的功率因数控制能力实现功率开关器件（如晶闸管）的换流。在转矩脉动不是首要关注因素时，用 LCI 驱动异步电机较电压源逆变器有性价比优势。

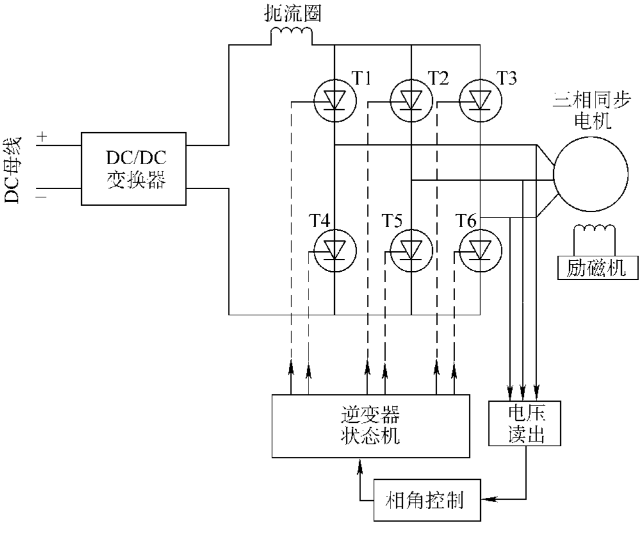


图 8-21 海上和水下运载器中 LCI 的应用

当这种逆变器工作在标准的 6 阶梯波模式时，它为电机提供开关谐波在容许范围内的三相线电流。它使电机转子位置和线电流频率及相位同步。在全控模式时，LCI 通过传感器监视端电压，再发出逆变器触发信号来同步转子位置[32]。因此它能补偿由电枢反应引起的相位超前。我们只需知道线电流频率和

过零点信息就可以使 LCI 高效地运行，既简单又可靠。

电流源逆变器、电压源逆变器和负载换流逆变器都采用了脉宽调制（Pulse Width Modulation，PWM）控制[33]。根据具体应用的需要，它有多种类型，如正弦 PWM，含三次谐波注入的正弦 PWM 和空间矢量调制。

8.7.5.4　脉宽调制（PWM）逆变器

PWM 逆变器是海上和水下运载器中最常用的逆变器之一，常用于功率在 5000kW 左右的各种应用。如图 8-22 所示，PWM 逆变器采用固体开关器件产生一系列宽度变化、电压恒定的脉冲，从而得到交流输出。改变定时和脉冲数量可以改变输出频率。PWM 逆变器常用于海上和水下运载器的制冷机、空调、导航和雷达系统的电机上。

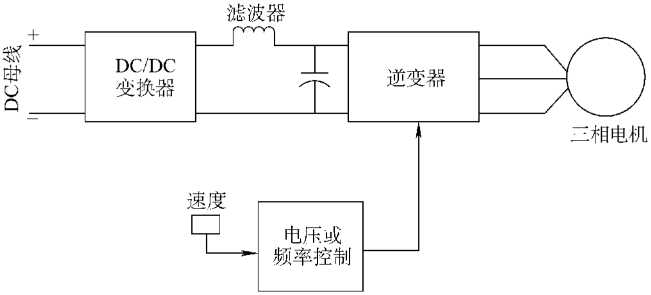


图 8-22　海上和水下运载器中 PWM 逆变器的应用

PWM 逆变器的速度参考指令通常由数字信号处理器（DSP）或微控制器发出，同时它们还能优化载波频率和逆变器输出频率，以保持额定速度下较高的频率和适当的电压频率比。因此，当负载为额定负载时，在整个速度范围内都可以获得较高的功率因数。但是 PWM 逆变器的畸变比电压源逆变器严重，它工作在较高频率时会对电机绝缘系统产生不良影响，如图 8-23 所示。

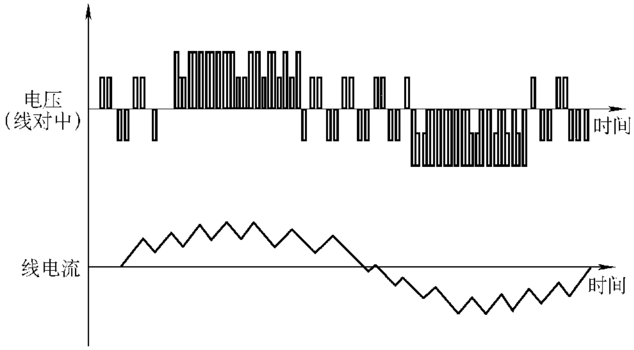


图 8-23　PWM 逆变器的输出

8.7.6　循环换流器

这类换流器用于低速和大功率应用中，如海上和水下运载器的推进系统、拖动电磁发射器的感应电机和同步电机。通常它们采用换相晶闸管之类的开关设备进行相控。循环换流器分为两类：AC/AC 矩阵变换器和 AC/AC 高频变换器。跟其他的换流器不同，循环换流器没有如电感或电容一类的储能元件。根据具体的应用需要，它们常被设计成各种类型，如单相—单相循环换流器、三相—单相循环换流器和三相—三相循环换流器。

在先进海上和水下运载器中，电磁发射器代替了蒸汽弹射器，因为它在控制性、可靠性、重量、体积和效率方面有许多优势，其所需维护也较少[22]。在发射时，电气传动通过控制直线同步电机和盘式发电机绕组的通电时间可以使电磁发射器高效地运行。因此即使供电电压和频率在变化，电磁发射器也能在所有速度下高效运行。在这种应用场合一般采用三相—单相循环换流器，下面将就此进行讨论。

8.7.6.1　工作原理

三相—单相循环换流器有两种类型：半波循环换流器和桥式循环换流器。如图 8-24 所示，无论正换流器还是负换流器都可以产生双极电压，但是正换流器只能提供正电流，负换流器只能提供负电流。

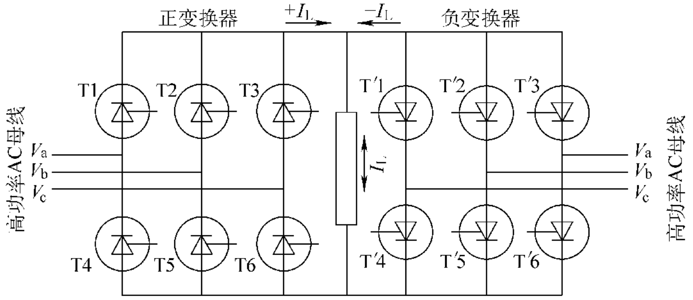


图 8-24　三相—单相循环换流器

在电磁发射器中，桥臂的输出被并联或者串联，以便获取相应水平的电功率，它从运载器配电系统的大功率交流总线取电。这种循环换流器的输出频率在 0 ~ 644Hz 间变化，输出电压在 0 ~ 1520V 间变化。

8.7.6.2　矩阵变换器

矩阵变换器属于三相 AC/AC 强迫换向循环换流器，它在海上和水下运载器电力推进系统中有应用潜力[34]。矩阵变换器有 9 个双向开关，分为三组，这些开关直接将输入相与输出相相连，如图 8-25 所示。

这些开关可以有 512 种不同的组合方式，其中有 27 种是可行的。由于不需

要任何无源元件进行中间储能，矩阵变换器有很高的功率密度和可靠性。它直接完成电压和频率的交流变换，由于所有的开关都是双向的，可以计算出输出相间的无功并保持功率因数偏移的统一。矩阵变换器与电流源逆变器相似，可以从负载侧向运载器配电系统的大功率交流总线馈送能量。

矩阵变换器的双向开关有三种配置，如图 8-26 所示。

第一种配置比较简单，如图 8-26a 所示。但是在这种情况下，电流流过三个开关形成的通路时会产生较大的半导体损耗，从而增大了功耗[34]。

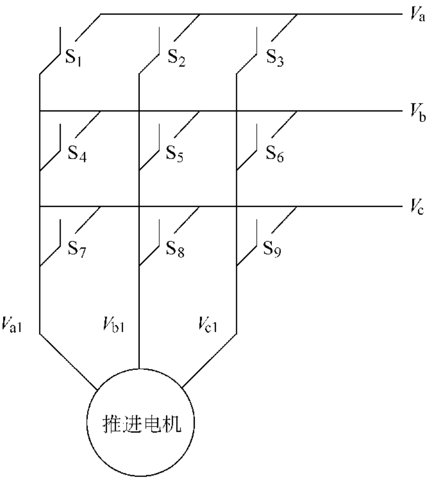
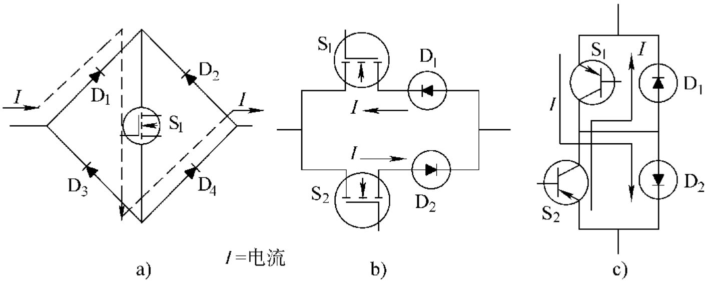


图 8-25　矩阵变换器基本结构



a)　b)　c)

图 8-26　双向开关配置

第二种配置如图 8-26b 所示，两个反并联的开关器件与阻塞二极管串联。由于需要监视电流的极性，所以控制困难。同时，开关器件还需要工作在不同的电位[34]。

第三种双向开关的配置如图 8-26c 所示。由于两个开关分别与一个二极管并联，所以控制比较简单。这种配置是最可靠的[34]。

因为矩阵变换器中的开关数量很大，所以需要非常复杂的控制策略。因为电流从一个开关状态到另一个开关状态，负载电流没有随意传输路径。常规逆变器正相反，其开关配有续流二极管，能为感性负载电流提供流通路径。双向开关的换流问题会影响故障状态下对功率电路的保护。在故障状态下，比如说过电流，由于负载是感性的，如果为了保护系统而关断器件，很可能会造成功率电路过电压和损坏。因此在确定矩阵变换器控制策略时，首先要注意避免将两个不同的输入线连接到相同的输出线上，其次要注意避免断开输出线[35]。

8.7.6.3　矩阵变换器的控制策略

为了避免以上提到的两个问题，有必要分析以下的特殊控制策略。

在部分重叠换流装置中，输入开关在输出开关切断后接通，这样就使输入线形成了短暂的短路，从而造成电路过电流。虽然可在输入侧加入额外的扼流圈限制电流，但是由于扼流圈体积庞大而且很昂贵，所以这种方法行不通[36]。

在死区换流装置中，输出开关在输入开关未接通时已经切断，这样会导致输出侧出现过电压。所以采用钳位电路，以保证负载侧电流的连续。以上两种策略都需要无功元件，而且功耗很高[36]。

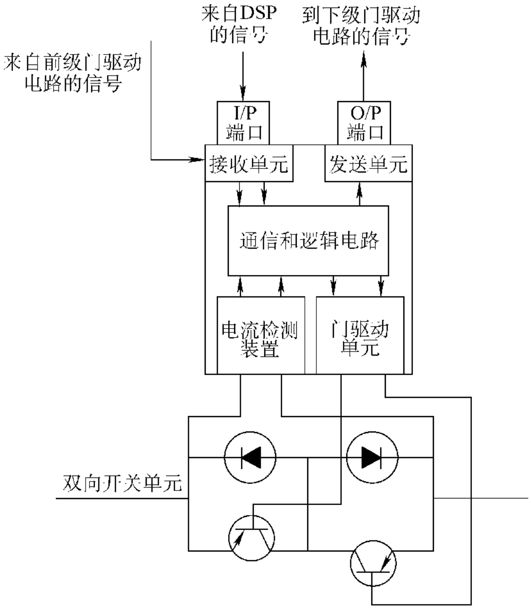


图 8-27　半软换流技术

半软换流技术是最可靠的方法，它可以通过图 8-27 中的双向开关单元控制电流方向。这种方法采用了换相和逻辑电流接收电流监测单元传回的信息及前级门极驱动通过输入端口传回的信号。相应地，它还通过输出端口由发射单元向双向开关单元的门极驱动单元发信号[36]。

由前面讨论过的电力电子标准件（PEBB）可知，可将带双向开关单元的功率模块与可编程逻辑器件（PLD）集成得到矩阵变换器电力电子标准件（Matrxi Converter Power Electronics Building Block，MC-PEBB）[35]。开发矩阵变换器新拓扑结构的研究也一直在进行，力求降低开关器件的数量以及改善控制策略。研究发现间接矩阵变换器（IMC）和稀疏矩阵变换器（Sparse Matrix Converter，SMC）非常有希望成为目前矩阵变换器的替代者，因为它们使用了空间矢量调制技术提供自然零电流换流，简化了控制策略[37]。

8.7.7　多电平逆变器

在大功率高电压应用场合，多电平逆变器越来越受关注。以下我们将就其应用于海上和水下运载器推进系统时的稳定性进行讨论。在之前所讨论的调速传动中，逆变器将输入的直流电压变换成可变的交流电压。但是由于电机输入端的电压变化率（du/dt）很高，电机定子绕组会出现绝缘故障，进而导致绕组

层间出现大量的环流及电晕[33]。此外，还会使电机出现轴承故障。在如推进系统一类的大功率应用场合，开关工作在高频时会产生相当大的开关损耗。

多电平逆变器是海上和水下运载器的重要调速传动系统组件。它可以合成输出波形使其具有更好的谐波频谱和更小的总谐波畸变（Total Harmonic Distortion，THD），它还可以在更高的电压等级下使用额定功率低的器件[38]。随着多电平逆变器电平数量的增加，输出波形会有更多阶梯状的台阶，从而减小了谐波畸变。因此它是电力推进系统最有希望的候选者之一。多电平逆变器减小了每个开关器件的应力，大大减轻了电磁干扰问题。开关器件上应力的减小与电平数量成正比[38]。

多电平逆变器已经演变出许多不同的配置，下面将对它们进行说明。

8.7.7.1　多电平二极管钳位逆变器

多电平二极管钳位逆变器也叫中性点钳位式（neutral point clamped，NPC）脉宽调制逆变器。如图 8-28 所示，它对各相开关采用不同的开关策略，使输出电压等级相对于中性点在 $+/-U$ 和 0 之间变化，就像一个复用器。背靠背连接的钳位二极管使输出电压保持阶梯状并为感性负载提供双向电流流通路径[39,40]。钳位二极管可由可控开关（如晶闸管、GTO、IGBT）代替，以提高输出电压的频谱特性。增加钳位二极管的级数可以提高电压和功率水平。它是海上和水下运载工具提供高推进电力的板载发电系统的最佳接口[39,40]。

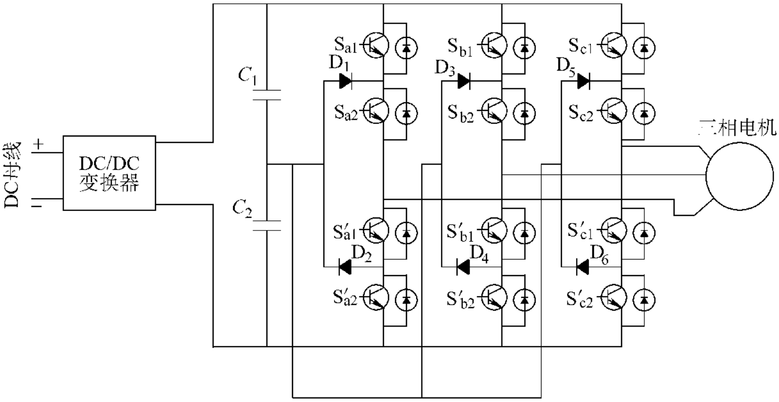


图 8-28　三电平二极管钳位逆变器

此外，在原有的拓扑结构上增加振荡电路可以显著地减小开关损耗。多电平二极管钳位逆变器有一个缺点：需要闭锁的钳位二极管电压随着电平增多而增多。

8.7.7.2　悬浮电容多电平逆变器

如图 8-29 所示在这种逆变器中，专门的电容代替了钳位二极管。这种拓扑结构中可以保持电容间电压的平衡，但同时控制悬浮电容电位需要复杂的控制策略[38]。

也可以采用上述两种拓扑结构（二极管钳位和悬浮电容多电平逆变器）的混合，如图 8-30 所示。

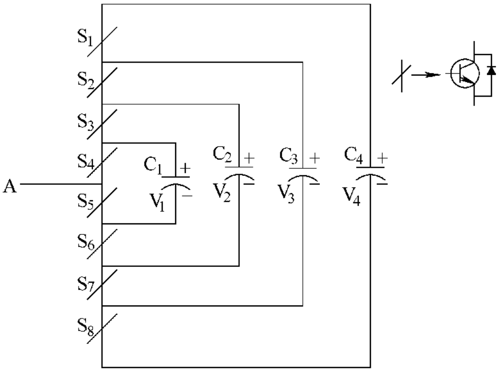


图 8-29　悬浮电容多电平逆变器

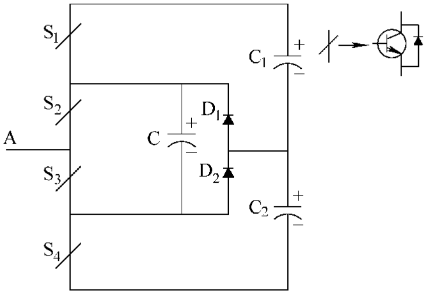


图 8-30　混合二极管钳位和悬浮电容多电平逆变器

8.7.7.3　级联单相 H 桥逆变器

在这种多电平逆变器中，几个单相全桥逆变器级联后与输入串联起来作为独立电压源或专门隔离的总线电容。以三相多电平逆变器中的一相为例，三个这样的单相逆变器连接在一起，通过这种形式消除了电容电压平衡的问题[40]。

因此在这种情况下我们可得到 $2n+1$ 种电压等级，n 为一条臂上级联的全桥逆变器的数量。例如，设独立电源电压为 U，可以得到 +/－3V、+/－2V、+/－V和 0V 的电压。在这种拓扑结构中，基本不用增加结构的复杂性，我们就可以增加电平数量[38,40]。这种结构惟一存在的问题是它需要多个专门的直流总线。因此在海上和水下运载器应用这种多电平逆变器很困难。虽然燃料电池或普通电池可以用作每级多电平逆变器的独立电压源，但是在大功率应用场合很难在输入端将逆变器背靠背级联起来与独立电压源串联。不过它可以用在有两个推进器的多推进系统中。与主流的单推进系统相比，多推进系统中单个推进的要求更低。

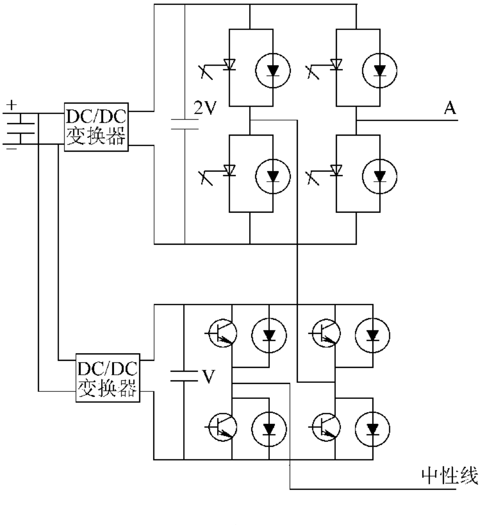


图 8-31　混合 H 桥逆变器

8.7.7.4　混合 H 桥多电平逆变器

在 H 桥多电平逆变器中，我们可以灵活地增加电平数量。在这种类型的逆变器中，高电平我们采用

GTO 一类的高电压通断能力的开关器件，其工作频率为逆变器的输出基频；低电平我们采用 IGBT 一类的开关器件，其工作频率为逆变器的输出频率，如图 8-31 所示[41]。

8.7.7.5　三相多电平逆变器

在海上和水下运载器的配电系统中可以通过三相多电平逆变器从主直流总线向用于电力推进的电机供电。电力推进电机每相有两个全桥单元串联。采用混合 H 桥可以获得较高的效率。采用适当的调制技术可以将正极性和负极性的输出电压加起来，从而为三相电机的每一相提供高压[42]。

8.7.7.6　调制技术

脉宽调制（PWM）方法在每个半桥上用两个三角函数和正弦信号比较得到正极性和负极性的方波，以保证所有半桥都不会输出同样的极性。但是这种方法换相损耗和开关损耗很高[42]。另一方面，方波调制技术基于负载均衡技术，它可以避免半桥功率分布不均。

但是这种方法同样存在每个桥臂的半桥开关损耗分布不均的问题。通过在每个桥臂从高电平变化到低电平时连续地对每个半桥以轮换方式采用方波调制技术，可以使开关损耗平均分布。可以看到当第一个轮换完成后一个半桥开断延迟了，同时另一个半桥开断超前了，它以另一个时钟周期和时序重复开断接通[42]。在需要精确的转矩控制时，多电平逆变器采用矢量调制技术。

8.7.8　直流传动

虽然交流电机在海上和水下运载器中应用更广泛，但是在某些应用场合还是会考虑采用直流电机，它广泛应用于需要调速传动、良好的速度调整及频繁起动、制动和反转的场合。

如图 8-32 所示，起重系统的直流串激电机是海上和水下运载器中直流传动的应用之一。它有成本低、可靠性高和控制简单的优势，类似驱动存在于使用他励电动机和并励电动机的起重系统中。

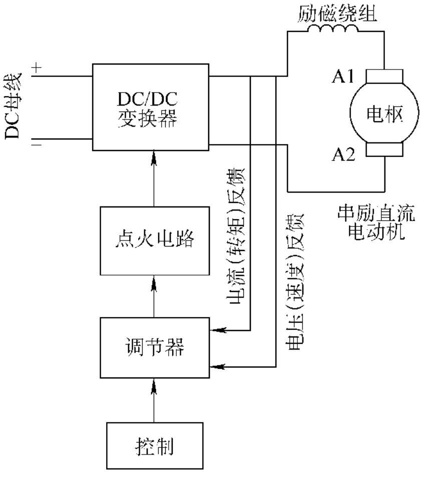


图 8-32　海上和水下运载器中直流传动的应用

参考文献

[1] J. A. Momoh, S. S. Kaddah, and W. Salawu, "Security assessment of DC zonal naval - ship power system," in Proc. Large Engineering Systems Conference on Power Engineering, 2001.

[2] J. G. Ciezki and R. W. Ashton, "Selection and stability issues associated with a navy shipboard DC zonal electric distribution system," IEEE Trans, on Power Delivery, vol. 15, no. 2, April 2000.

[3] J. D. Van Wyk and F. C. Lee, "Power electronics technology at the dawn of the new millennium - status and future," in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1999.

[4] T. Ericsen and A. Tucker, "Power electronics building blocks and potential power modulator applications," in Proc. the Twenty - Third International Power Modulator Symposium, 1998.

[5] J. G. Ciezki and R. W. Ashton, "The application of a customized DSP board for the control of power electronic converters in a DC zonal electric distribution system," in Proc. Thirty - Second Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, vol. 2, pp. 1017 - 1021, 1998.

[6] J. A. du Toit, A. D. le Roux, and J. H. R. Enslin, "An integrated controller module for distributed control of power electronics," in Proc. IEEE 13th Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998.

[7] I. Celanovic, N. Celanovic, I. Milosavljevic, D. Boroyevich, and R. Cooley, "A new control architecture for future distributed power electronics systems," in Proc. IEEE 31st Power Electronics Specialists Conference, pp. 113 - 118, 2000.

[8] I. Celanovic, I. Milosavljevic, D. Boroyevich, R. Cooley, and J. Guo, "A new distributed digital controller for the next generation of power electronics building blocks," in Proc. IEEE 15th Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 889 - 894, 2000.

[9] J. Guo, I. Celanovic, and D. Borojevic, "Distributed software architecture of PEBB - based plug and play power electronics systems," in Proc. IEEE 16th Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 772 - 777, 2001.

[10] K. L. Butler, N. D. R. Sarma, C. Whitcomb, H. Do Carmo, and H. Zhang, "Shipboard systems deploy automated protection," IEEE Computer Applications in Power, vol. 11, no. 2, April 1998, pp. 31 - 36.

[11] I. Jonasson and L. Seder, "Power quality on ships - a questionnaireevaluation concerning island power system," in Proc. Power Engineering Society Summer Meeting, pp. 216 - 221, 2001.

[12] R. W. Ashton, J. G. Ciezki, and C. Mak, "The formulation and implementation of an analog/digital control system for a 100 - kW dc - to - dc buck chopper," IEEE Trans, on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 46, no. 7, July 1999, pp.

971 – 974.

[13] J. G. Ciezki and R. W. Ashton, "The design of stabilizing controls for shipboard DC – to – DC buck choppers using feedback linearization techniques," in Proc. IEEE 29th Power Electronics Specialists Conference, pp. 335 – 341, 1998.

[14] M. Belkhayat, R. Cooley, and A. Witulski, "Large signal stability criteria for distributed systems with constant power loads," in Proc. IEEE 26th Power Electronics Specialists Conference, pp. 1333 – 1338, 1995.

[15] J. Biebach, P. Ehrhart, A. Muller, G. Reiner, and W. Week, "Compact modular power supplies for superconducting inductive storage and for capacitor charging," IEEE Trans, on Magnetics, vol. 37, no. 1, Jan. 2001, pp. 353 – 357.

[16] D. A. Clayton, S. D. Sudhoff, and G. F. Grater, "Electric ship drive and power system," in Proc. 25lh International Power Modulator Symposium, pp. 85 – 88, 2000.

[17] G. F. Grater and T. J. Doyle, "Propulsion powered electric guns – a comparison of power system architectures," IEEE Trans, on Magnetics, vol. 29, no. 1, Jan. 1993, pp. 963 – 968.

[18] E. Spooner, N. Haines, and R. Bucknall, "Slotless – armature DC drives for surface warship propulsion," IEE Proc. Electric Power Applications, vol. 143, no. 6, Nov. 1996, pp. 443 – 448.

[19] F. Caricchi, F. Crescimbini, and O. Honorati, "Modular, axial – flux, permanent – magnet motor for ship propulsion drives," in Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pp. WB2/6. 1 – WB2/6. 3, 1997.

[20] R. Xiuming, Y. Bingchuan and H. Hai, "High – power multi – phase permanent magnet (PM) propulsion motor," in Proc. the 5th International Conference on Electrical Machines and Systems, pp. 835 – 837, 2001.

[21] M. Rosu, A. Arkkio, T. Jokinen, J. Mantere, and J. Westerlund, "Permanent magnet synchronous motor for ship propulsion drive," in Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pp. 776 – 778, 1999.

[22] M. R. Doyle, D. J. Samuel, T. Conway, and R. R. Klimowski, "Electromagnetic aircraft launch system – EMALS," IEEE Trans, on Magnetics, vol. 31, no. 1, Jan. 1995, pp. 528-533.

[23] B. B. Gamble, S. Kalsi, G. Snitchler, D. Madura, and R. Howard, "The status of HTS motors," in Proc. IEEE 2002 Power Engineering Society Summer Meeting, 2002, pp. 270 – 274.

[24] A. J. Mitcham, "Transverse flux motors for electric propulsion of ships," IEE Colloquium on New Topologies for Permanent Magnet Machines, Digest no. 1997/090, 1997, pp. 3/1 – 3/6.

[25] W. – S. Kim, S. – Y. Jung, H. – Y. Choi, H. – K. Jung, J. – H. Kim, and S. – Y. Hahn, "Development of a super conducting linear synchronous motor," IEEE Trans, on Applied Superconductivity, vol. 12, no. 1, pp. 842 – 845, March 2002.

[26] B. K. Bose, "Power electronics and motor drives – recent technology advances," in Proc. IEEE 2002 International Symposium on Industrial Electronics, 2002, pp. 22 – 25.

[27] B. K. Bose, "Power electronics and drives – technology advances and trends," in Proc. IEEE 1999 International Symposium on Industrial Electronics, 1999.

[28] M. J. V. Wimshurst, "Variable frequency drives – application to ships propulsion systems," in Proc. IEEE 2002 Power Engineering Society Summer Meeting, 2002, pp. 265 – 269.

[29] A. Weber and S. Richer, "10kV power semiconductors – breakthrough for 6.9 kV medium voltage drives," in Proc. 14th International Symposium on Power Semiconductor Devices andlCs, 2000, pp. 45 – 48.

[30] A. Khaizaran, M. S. Rajamani, and P. R. Palmer, "The high power IGBT current source inverter," in Proc. IEEE 36th Industry Applications Society Annual meeting, 2001, pp. 879 – 885.

[31] S. D. Sudhoff, E. Lzivi, and T. Dcollins, "Start up performance of loadcommutated inverter fed synchronous machine drives," IEEE Trans, on Energy Conversion, vol. 10, no. 2, pp. 268-274, June 1995.

[32] H. Le – Huy, A. Jakubowicz, and R. Ferret, "A self – controlled synchronous motor drive using terminal voltage system," IEEE Trans, on Industry Applications. , vol. IA – 18, pp. 46 – 53, Jan. /Feb. 1982.

[33] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Improved voltage regulation for current – source inverters," IEEE Trans, on Industry Applications, vol. 37, no. 4, pp. 1028-1036, July/Aug. 2001.

[34] S. Siinter and J. C. Clare, "Development of matrix converter induction motor drive," in Proc. 7´Mediterranean Electrotechnical Conference, 1994, pp. 833 – 836.

[35] C. Klumpner, F. Blaabjerg, and P. Nielsen, "Speeding – up the maturation process of the matrix converter technology," in Proc. IEEE 32nd Power Electronics Specialists Conference, 2001, pp. 1083 – 1088.

[36] L. Empringham, P. W. Wheeler, and J. C. Clare, "Intelligent commutation of matrix converter bi – directional switch cells using novel gate drive techniques," in Proc. IEEE 29th Power electronics Specialists Conference, 1998, pp. 707 – 713.

[37] J. W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister, and H. Ertl, "Novel threephase AC – DC – AC sparse matrix converter," in Proc. IEEE 17th Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002, pp. 777 – 791.

[38] S. B. Seok, G. Sinha, M. D. Manjrekar, and T. A. Lipo, "Multilevel power conversion – An overview of topologies and modulation strategies," in Proc. 6' International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments, 1998, pp. AD/11 – AD/24.

[39] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel inverters for electric vehicle applications," Power Electronics in Transportation, 1998, pp. 79 – 84.

[40] L. M. Tolbert and F. Z Peng, "Multilevel converters for large electric drives," in Proc.

IEEE 13′ Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998, pp. 530 – 536.

[41] M. D. Manjrekar and T. A. Lipo, "A hybrid multilevel inverter topology for drive applications," in Proc. IEEE 13th Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998, pp. 523 – 529.

[42] N. P. Schibli, N. Tung, and A. C. Rufer, "Three – phase multilevel converter for high – power induction motors," IEEE Trans, on Power Electronics, vol. 13, no. 5, pp. 978-986, Sep. 1998.

第 9 章　基于燃料电池的运载工具

燃料电池作为最有前景的技术之一，具有无污染及高效率等优点，这些优点促进了燃料电池在电力电子和相关应用领域的发展。

本章旨在讨论运输工具领域燃料电池的基本特性。介绍不同燃料电池系统的结构以及它们各自典型的电力电子变换技术。电力电子技术对提高基于燃料电池运输工具的灵活性方面发挥关键性的作用。

9.1　燃料电池的结构、运行和特性

在运行方面，燃料电池类似于传统蓄电池，尽管它们有一些明显的物理差别。首先，燃料电池是电化学装置，即将燃料的化学能直接转换为电能[1~5]。传统蓄电池和燃料电池的主要区别是燃料电池不像蓄电池那样使用外部反应物供电。当反应物使用完，而对于燃料电池，只要其燃料能够持续供给，它就永远不会遇到这样的问题。如图 9-1 所示，电极和电解质是燃料电池主要部分。最常用的燃料电池是氢氧电池。

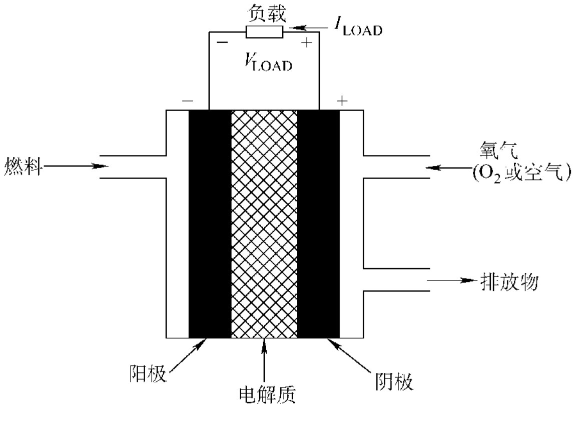


图 9-1　燃料电池的典型原理图

如图 9-1 所示，氢气作为燃料供给阳极。另一方面，氧气供给阴极，氧气可以从空气中获得。氢原子分解为质子和电子，它们各自经由不同的路径，但最终在阴极相遇。对于分解过程，我们需要使用合适的催化剂。质子经由电解液路径，而电子则经由自己的外部路径。相应地，这个过程就会形成电流，对外部负载供电。电极反应如下：

阳极：$2H_2 \rightarrow 4H^+ + 4e^-$

阴极：$O_2 + 4e^- \rightarrow 2O^-$

总反应：$2H_2 + O_2 \rightarrow 2H_2O$

从燃料电池基本运行表达式可以看出，整个过程没有燃烧，因此，也就没

有排放物，这使得燃料电池对环境无害。

燃料电池的典型 *i-v* 曲线如图 9-2 所示。输出电压随着电流增加而降低。如前所述，燃料电池由于在给定输出功率下的二氧化碳（CO_2）排放量很小，因此对环境无害。而且，燃料电池的使用降低了传输损耗，使效率更高。效率的典型值范围在 40% ~85% 之间。燃料电池的另外一个优势是它的模块化。燃料电池天然具有模块优势，意味着它可以根据较宽的输出范围进行成型配置，输出功率范围从天然气燃料电池的 0.025 ~ 50MW 到煤气燃料电池 100MW。燃料电池另一个特有优势是其基本的消耗燃料——氢气很容易从天然气、煤气、甲醇和其他类似包含氢元素的燃料中获得，余热也可以利用来进行废热发电或者加热及制冷。基本上对于废热发电，燃料电池的排气可以驱动一个小型或者微型涡轮发电单元，这些涡轮机一般是燃气涡轮。由于废热重新得到利用并转换为额外的电能，总体系统效率又得到提高，燃气涡轮机的典型容量在 1 ~15MW。

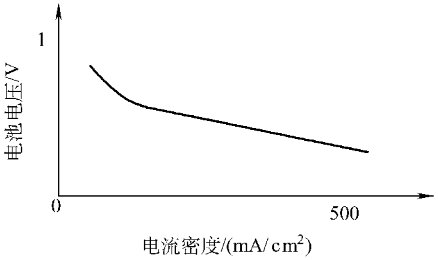


图 9-2　燃料电池的典型 *i-v* 曲线

燃料电池一般以它们所消耗的电解质进行分类。实际使用的主要燃料电池有磷酸燃料电池（PA）、质子交换膜电池（PEM）、熔融碳酸盐燃料电池（MC）、固态氧化燃料电池（SO）、直接甲醇燃料电池（DM）和碱电池燃料电池[5~9]。在本节，我们将介绍燃料电池的类型和它们各自结构及运行特性，同时也会阐述其主要应用领域。

9.1.1　磷酸燃料电池

这类燃料电池是第一代燃料电池。同时也是接近商业化应用的燃料电池。该类型的电池能量产生效率一般在 35% ~45% 。工作温度在 200℃。典型的 PAFC 原理如图 9-3 所示。从反应上来看，水分子远离阴极以保持电池水平衡。离子从阳极运输到阴极。电极通过外部负载连接起来以构成电流回路[2]。发生在阴极和阳极的化学反应式可以总结如下：

阳极：$2H_2 \rightarrow 4H^+ + 4e^-$

阴极：$O_2 + 4H^+ + 4e^- \rightarrow 2H_2O$

总反应式：$2H_2 + O_2 \rightarrow 2H_2O + \text{POWER}$

既然这些燃料电池工作温度在 200℃，它们的外部消耗可用作热电联产[1]，将近 85% 的蒸汽可以用来热电联产，产生的废热同时也可以用来供暖或水的加热。

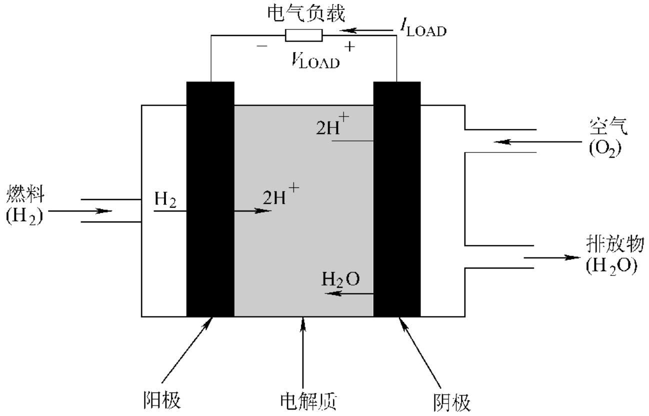


图 9-3　典型磷酸燃料电池的原理图

9.1.2　质子交换膜然（PEM）燃料电池

PEM 燃料电池的电极包含一层坚固的高分子膜，它可以允许质子通过。这类燃料电池的燃料输入一般为氧气和氢气，但氧化剂依然是周围空气。

这些气体必须进行加湿处理。这类电池的原理如图 9-4 所示。阳极导通从氧分子脱离出的电子，以向外部电路供电。另一方面，阴极有刻蚀的通道，可以在催化剂的表面吸附氧气。同时也可以导通从外部回路返回到催化剂的电子，在这里电子和氢离子及氧离子结合形成水。电解液是质子交换膜。这种经过处理的材料只允许电荷态离子通过。质子交换膜不允许电子通过。事实上，催化剂是一种促进氧气和氢气反应的特殊材料。一般使用铂粉搽至织物上。催化剂粗糙且可渗透，这样可以保证铂与氧气及氢气最大表面积接触。催化剂的铂搽粉面正对放置交换膜。

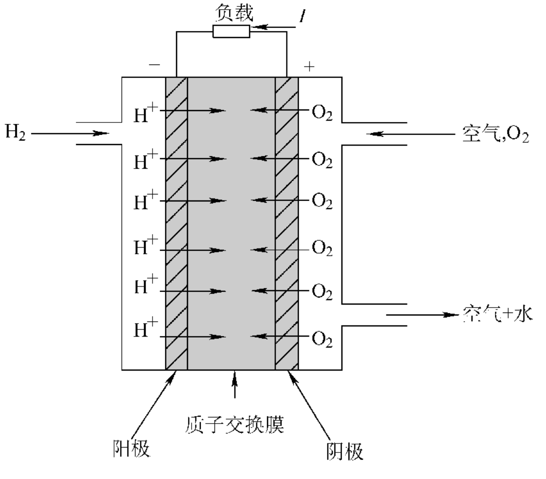


图 9-4　PEM 燃料电池的原理图

阳极反应也即氧化反应如下：

阳极：$2H_2 \rightarrow 4H^+ + 4e^-$

另一方面，阴极反应是还原反应，最终产物是水，表达式如下：

阴极：$O_2 + 4H^+ + 4e^- \rightarrow 2H_2O$

因此，电池的总反应式可以写为：

总反应式：$2H_2 + O_2 \rightarrow 2H_2O$

这种燃料电池可以应用于很多不同的场合，特别是自动化系统。一般情况下，这类燃料电池的效率超过 55%，工作温度为 90℃[1,6]。

9.1.3　熔融碳酸盐燃料电池（MCFC）

这类燃料电池使用熔融碱碳酸混合物作为电解液。工作温度超过 650℃，这也就意味着可以产生大量的热。MCFC 的基本结构如图 9-5 所示。

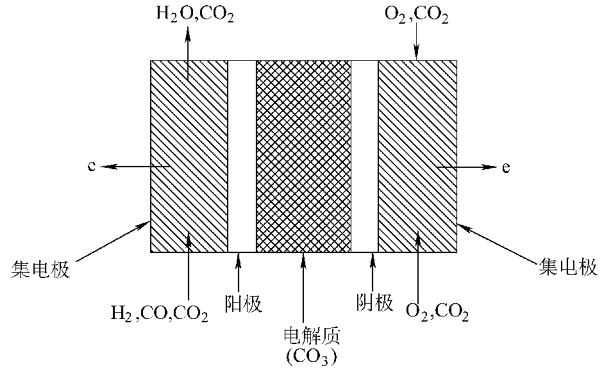


图 9-5　典型熔融碳酸盐燃料电池的原理图

单个电池有两层多孔隙 Ni 和 NiO 制成的电极，即电极和隔膜。燃料电池组由冷却板上的单个电池组合制成[1]。电极是由充满碳酸盐的 $LiAlO_2$ 材料制成。在这种情况下，阴极必须提供二氧化碳，以与氧气及电子反应形成碳酸盐离子，并形成通过电解液的离子电流。在阳极，这些离子在氧气的氧化反应中消耗掉，形成水蒸气和二氧化碳，而二氧化碳重新运输到阴极。化学反应式可以写为：

阳极：$H_2 + CO_3^- \rightarrow H_2O + CO_2 + 2e^-$

阴极：$\frac{1}{2}O_2 + CO_2 + 2e^- \rightarrow CO_3^-$

总反应式：$H_2 + \frac{1}{2}O_2 + CO_2$（Cahode）$\rightarrow H_2O + CO_2$（Anode）

一氧化碳（CO）并不直接用于电化学氧化反应，但是当和水混合的时候可以产生额外的 H_2。空气中的二氧化碳和氧气与来自阴极的电子转化为碳酸盐离子。这些碳酸盐离子在阳极与燃料（氢气或者一氧化碳）反应，产生电子并生成二氧化碳和水[2,3]。

这种类型的燃料电池可以应用于固定电压源的场合。如上所述，这类燃料电池的工作温度高达 650℃。事实上，正是在这个温度它们具有良好的导通特性。这类燃料电池效率的典型值一般为 45%[1]。

9.1.4 固体氧化物电燃料电池（SOFC）

SOFC 正作为一种替代高温燃料电池技术的竞争者显示出来。它的最大优点在于电解液是固态而非液态，这意味着不必考虑材料的高耐蚀和电解液处理问题。如图 9-6 所示，SOFC 的原理图描述了燃料如何氧化产生电流以对负载供电。

如图所阐述，电池可以从空气电极（阴极）轻易地导通氧离子，在这里通过锆质电解液形成燃料电极（阳极）。同时与气体 CO 或者 H_2 及其他任何混合物进行反应，以产生电子进而向外部电路负载供电[7]。SOFC 可以使用多种燃料，如纯氢气、甲烷或者一氧化碳。燃料电池的排放物根据燃料混合物的不同而不同。在 SOFC 中发生的电化学反应式如下：

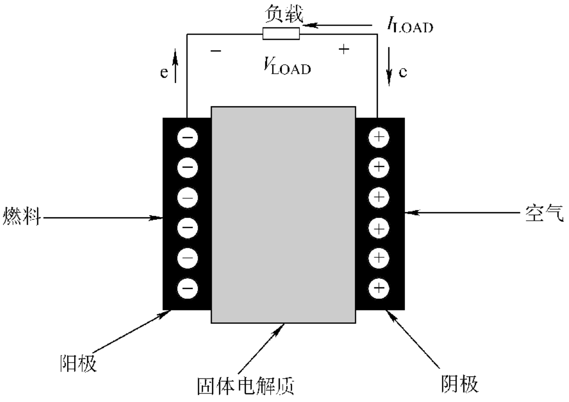


图 9-6 典型 SOFC 的原理图

阳极：$H_2 + O^- \rightarrow H_2O + 2e^-$

阴极：$\frac{1}{2}O_2 + 2e^- \rightarrow O^-$

总反应式：$H_2 + \frac{1}{2}O_2 \rightarrow H_2O$

一氧化碳（CO）和甲烷（CH_4）等碳氢化合物都可以作为 SOFC 的燃料。同时在 SOFC 的高温环境下，二氧化碳和蒸汽的水煤气交换是容易进行的，并且可以在阳极产生易氧化的 H_2。CO 的反应可以认为是水煤气交换过程而非氧化反应。

SOFC 是电气设备和工业装置中理想的电源[4]。这种燃料电池的最大优势是它的运行温度和效率。SOFC 的效率在 50% ~60%，而运行温度在 1000℃。

9.1.5 直接甲醇燃料电池（DMFC）

如前所述，在燃料电池中主要的燃料是氢气，它可以从烃类燃料分解中得到，如甲烷和甲醇。然而这种电能产生方式的燃料利用率很低，并且成本较高。这个缺陷可通过使用 DMFC 克服，在 DMFC 中甲醇可以直接作为主要燃料来源。因此 DMFC 的运行是基于 PEM 燃料电池中水溶液的氧化反应，但 PEM 不再使用燃料处理器[8]。典型 DMFC 的结构如图 9-7 所示。

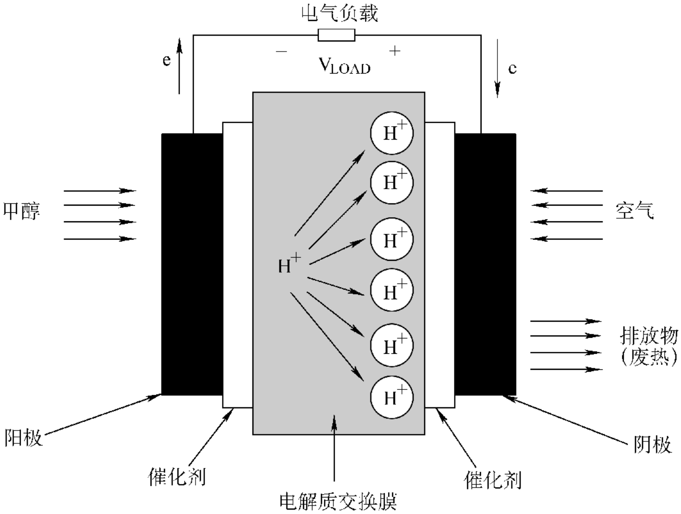


图 9-7　典型 DMFC 的原理图

从图 9-7 可以看出，储存在储液罐的甲醇直接供给阳极。空气中 O_2 供给阴极。阴极的催化剂一般使用铂钌合金（Pt-Ru），而铂（Pt）则作为阳极电极的催化剂[9]。发生在阳极的可控氧化反应可以表达如下：

$$CH_3OH + H_2O \rightarrow CO_2 + 6H^+ + 6e^-$$

阴极反应式可以表达如下：

$$1.5O_2 + 6H^+ + 6e^- \rightarrow 3H_2O$$

从以上的表达式可以看出，发生在阳极的反应为可控氧化反应，水中氧气的减少出现在阴极。相比其他的烃类燃料，整个化学反应的发生温度大约为 200℃[4]。

人们普遍认为 DMFC 将在电力系统的发展中发挥重要作用。另外，人们正努力制造微型燃料电池以取代充电电池。更重要的是，人们预期 DMFC 将比聚合电解质燃料电池（PEFC）效率更高，如以甲醇作为燃料的 PEM 燃料电池。在军事上已经出现了对各种电力设备供电的这类电池雏形。但是目前人们越来越关心甲醇的毒化效用，因此制造商正考虑使用甲烷取代甲醇。

讨论完 DMFC 之后，再简要介绍间接甲烷燃料电池（IMFC）。首先，IMFC 的结构类似于 PEM 燃料电池，每个蓄电池组都由高分子膜和电解液组装而成，而电解液则带有多层合并高分子膜的催化剂[10]。而且，Pt-Ru 合金用作阳极的催化剂，Pt 作为阴极的催化剂。

在 IMFC 系统有两类基本的配合。一个是燃料处理器与蓄电池组的相互配合，另一个是空气供给与蓄电池组的相互配合。同时，系统中存在水热管理系统（WTM），它与前面两个的配合紧密相关。WTM 有两大功能，首先是控制组

件的热环境，同时根据运行要求维持一定水位[10]。到目前为止，IMFC 正被考虑应用于运输领域。

9.1.6　碱性燃料电池

近期 AFC 已经吸引了大部分燃料电池生产商的注意。这类电池同时也称为环境温度燃料电池，因为电解液不断循环以传输热和水，同时去除碳酸盐中的酸[3]。典型 AFC 原理如图 9-8 所示，它描述了碱性燃料电池的重要组成部分。

参考图 9-8，AFC 使用的电解液是碱性溶液，一般是氢氧化钾溶液（KOH）。为了防止电解液的碳化，采用洗涤器以除去空气和燃料气体中的 CO_2。同时，这类电池阳极和阴极的催化剂分别采用小剂量的铂（Pt）和银（Ag）。发生在 AFC 阴极和阳极的化学反应如下：

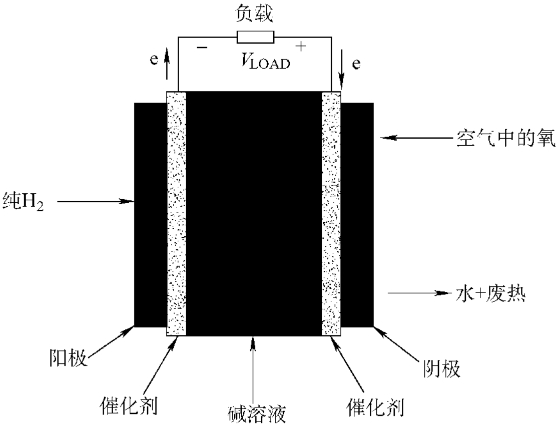


图 9-8　典型 AFC 的原理图

阳极：$H_2 + 2OH^- \rightleftharpoons 2H_2O + 2e^-$

阴极：$\frac{1}{2}O_2 + H_2O + 2e^- \rightleftharpoons 2OH^-$

尽管 AFC 存在除去燃料气体和空气中 CO_2 的缺陷，但它对大规模电力系统应用仍然是一个很吸引人的解决方案。AFC 自 1960s 以来在美国正广泛应用于各种太空计划。AFC 的成本目前相对比其他燃料电池要高，致使成本上升的主要原因是解决碳化问题的反应处理环节上花销很高。

9.1.7　锌空气燃料电池（ZAFC）

ZAFC 属于再生式燃料电池的一种。它使用锌颗粒和空气中的氧气来产生电能。考虑到燃料添加方面，ZAFC 不同于传统的锌空气电池。在传统电池中整个单元在加燃料过程中必须拆除，而 ZAFC 不需要拆卸即可添加燃料。ZAFC 的典型结构如图 9-9 所示。ZAFC 采用氧化锌为阳极，空气为阴极。

电解液包含碱性溶液流过锌颗粒，如 KOH。锌颗粒会逐渐电解溶解，因此颗粒总量会减少[11]。同时，额外的锌颗粒存在漏斗中，漏斗恰装置于电活性区域上方。随着锌颗粒的逐渐溶解，锌柱体积会降低同时一组新的锌颗粒将从漏斗中引入。这个过程会一直持续到漏斗空了为止，这时，电池放电结束，需要重新加入燃料。由于循环的 KOH 溶液，锌酸盐在每次反应结束后都可以除去，

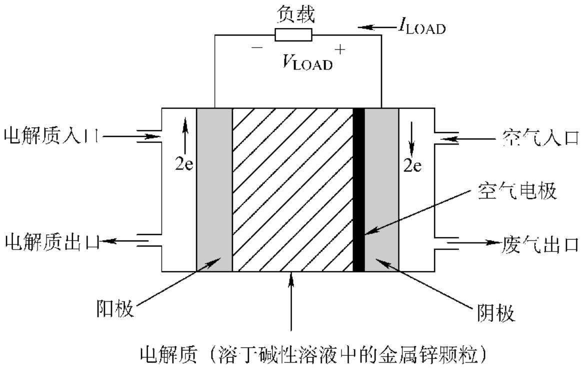


图 9-9　典型 ZAFC 的原理图

因此避免了锌和反应生成物的堆积。

发生在阳极和阴极的化学反应总结如下：

阳极：$Zn + 4OH^- \rightarrow Zn(OH)_4^- + 2e^-$

锌酸盐在电解单元中转换为氧化锌（ZnO）。这个过程通过以下反应进行：

阴极：$\frac{1}{2}O_2 + H_2O + 2e^- \rightarrow 2OH^-$

在上面的反应中，O_2 通过空气提供。因此总化学反应为锌加氧气生成氧化锌。

$$Zn + \frac{1}{2}O_2 \rightarrow ZnO$$

这些类型的燃料电池一般作为 DC 电池的备份，或者应用于不间断电源供应（UPS）系统和运输领域。

9.1.8　不同类型燃料电池的特性

上面提到的每种燃料电池类型彼此性能各有不同，此处讨论它们在工作温度、特殊应用、输出功率范围和燃料效率等方面的差异。表 9-1 描述了这些差异。

表 9-1　不同燃料电池的特性

类型	PAFC	PEMFC	MCFC	SOFC	DMFC	AFC
工作温度/℃	160～220	80～90	约 650	800～1000	50～85	60～90
效率（%）	达到 40%，当应用于分布式发电时，效率高于 40% 是可能的	低成本，效率可达到 45%，适合于尖峰荷载和紧急电力荷载	效率相对较高，在 50%～75% 之间，适合于大规模场合	将近 50%，如果使用微型汽轮机系统，则系统效率可达 60%（证实）	效率相对较低，在 45%～50% 之间	视在效率范围为 40%～50%，因此适合于小规模电力供应场合

（续）

类型	PAFC	PEMFC	MCFC	SOFC	DMFC	AFC
输出功率/W	范围为 100 ~ 5000kW，适合于小规模发电场合	输出功率范围为 1 ~ 1000kW，相比 PAFC 低些	范围为 1000kW ~ 100MW，稍小于 SOFC	具有较宽的输出功率范围，为 100kW ~ 100MW，适合于热电联产	输出功率低，范围从 100W ~ 5kW，但污染问题严重	输出功率范围为 10 ~ 100kW，体积较小
应用领域	公用事业，热电联产和移动场合	陆上和太空及水下运输	固定发电	工业热电联产和公用事业	便携电子设备，紧急发电和运输	运输领域，备用 UPS 和太空领域

在上面的燃料电池中，SOFC 最可能应用于大于 1kW 的大规模或小规模电站。DMFC 目前很有可能作为中等规模电站。而且，SOFC 相比 PAFC 被认为更为优越，最终会取代 PAFC。

9.1.9　应用于电力系统的燃料电池

在讨论了不同类型燃料电池的结构和它们各自的特性和应用领域后，了解燃料电池是如何产生特殊场合所要求的电力是很必要的。图 9-10 描述了应用于电力系统的燃料电池及其主要的工作过程。燃料电池发电主要涉及三个步骤，首先也是最重要的是获得适量高纯度氧气，这个过程是通过燃料处理器实现的。从前面可以看出，输入燃料处理器的是含碳燃料，相应的，输出为富氢气。然后这种富氢气供给燃料电池的阳极。

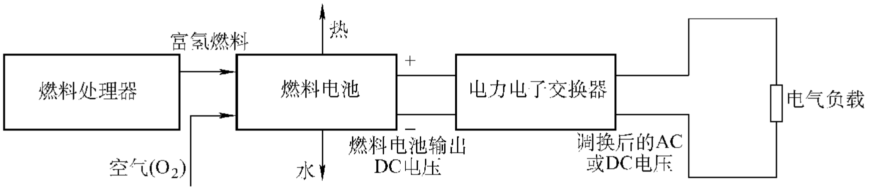


图 9-10　应用于电力系统的燃料电池的框图

第二步是燃料电池自身的运行。对燃料电池的阳极供给富氢气，阴极供给空气。阳极的氢原子分解为带电的离子和带负电的电子。这些电子通过外部路径进入阴极，这个过程也就实现了对外部负载供电。为了加快氢原子的分解，应使用适量的催化剂。从前面的化学反应可以看出，整个过程不存在燃烧，因此也就不会产生排放物。

第三步也是最后的一步是电力变换，包括电力电子变换器。电力电子变换器极大方便了系统的运行。变换过程有两个阶段。首先它包括 DC/DC 变换器，

作用是将燃料电池的输出转换为低压 DC 输出，以保证下一时期的 DC 电子负载或逆变器正常工作。如果负载是 AC 的，则逆变器的功能是将 DC/DC 输出的低压 DC 转换为适当的 AC 电压。理想上，电源调节器的损耗很小，因此效率较高。电源调节器效率一般可达 90%，有时也可高达 99%。

9.2　运载工具中燃料电池的重要特性

燃料电池优点很多，包括可靠性、简易及低污染，在小型或中型电力系统运用中已非常具备吸引力。比较大的领域是汽车工业，在这个领域，上面提到的因素发挥很重要的作用。一般认为氢气是汽车燃料电池主要的燃料。然而，由于运载工具携带氢气的高危险性，汽车工业正考虑更换燃料源。这些替代燃料一般是天然气，它可以逐渐取代纯氢气。

在传统汽车中，电气负载现在一般为 1.2kW。因此，小体积的电池已足够提供这些负载。但是，在新兴汽车中，随着越来越多的电气系统取代机械和液压系统，同时新引进很多电气负载，如电气辅助动力方向盘、电子伺服技术、综合启动机、发电机、主动悬挂系统和 AC 电力插座，以至于高级汽车的电功率高达 10kW。因此，为了满足大功率需求，必须采用高压电池，如 36V 存储系统。

另一方面，人们已经研发出混合电动汽车（HEVs），燃料电池可以与内燃机（ICE）并行工作以驱动负载。电机由 DC 电源供电，其功率可以达到 80kW。DC 电源可以是合适容量的蓄电池，也可以是燃料电池。一般的 DC 电压是 300V 或者 140V。燃料电池将取代蓄电池，成为以后全电驱动汽车的高级模式。

燃料电池的燃料可以进行快速补给，同时提供大的运行里程。研究结果表明，采用直接甲醇燃料电池的运载工具（DMFCV）的经济性是内燃机车的两倍。另外，相比 ICE10% ~30% 的效率，燃料电池在汽车领域的视在效率已达到 30% ~40%。

本章将根据不同的运载工具的功率范围，讨论燃料电池的使用，例如客车等小型运载工具及公共汽车和卡车等重型运载工具。并且对零排放物的燃料电池（ZEVs）进行比较，包括蓄电池电动汽车（BEVs）、混合动力车（HEVs）、直接氢气燃料电池车（DHVs）和直接甲醇燃料电池车（DMFCVs）。本章对燃料电池现在的趋势和它们未来的发展也进行了讨论。

本节也将探讨汽车工业领域中燃料电池的特性，还将讨论燃料电池在新领域的应用概况，如燃料电池车（FCVs）和混合燃料电池车（FCHVs）等领域。

9.2.1 燃料电池车的替代燃料

众所周知，氢气是 FCVs 的主要燃料。直接氢气燃料电池车（DHFCVs）的废气排放为零并且蒸发物也为零污染。主要存在的问题是运输和存储。现行较广泛的存储方式是低温冷却储存和压缩气体储存[12]，这些方式带来了额外能源要求、安全和空间要求等问题，这些反过来增加了燃料成本。因此，目前 DHFCVs 并不是一种具有竞争力的结构类型，相比传统 IC 内燃机车辆（ICEVs）而言。大部分汽车公司正在全力支持自己的 DHFCVs 品牌。这些创新性的概念仍需要进行进一步的研究和探索。同时，不久前碱性燃料电池（AFC）正应用于太空领域。然而在考虑汽车领域时，对这些燃料进行空气供给并不是很容易实现。另外，磷酸（PA）和固体氧化物（SO）燃料也是理智的选择。

由于以上提到的困难，甲醇燃料电池正被考虑作为氢气燃料电池具有前景的替代品。甲醇是一种液体燃料，因此可以使用现已成熟的气体运输系统进行运输[12]。间接甲醇燃料电池的一个劣势是必须首先将甲醇转化为富氢燃料，进而使间接甲醇燃料电池（IMFCV）排放接近于零。这个过程花费巨大并且会降低效率。针对这个劣势，简单的解决方法就是目前采用的直接甲醇燃料电池车（IMFCVs）。在 IMFCV 中，甲醇在燃料电池板内部被氧化，因此也就避免使用现行燃料转换器[12]。这类燃料电池另外的优势是高电流密度和良好的环境适应能力，这恰好符合汽车领域的要求[12,13]。

在以上讨论中最重要的问题就是燃料成本和子系统成本。我们将这些最有可能称为 FCV/FCHV 燃料的各种电池进行了比较，包括汽油、甲醇燃料电池和氢气燃料电池等，如图 9-11 所示。

另外，也对各个燃料电池经济性进行了描绘[12]，如图 9-12 所示。

从图 9-12 可以看出，IMFCV 在 50mpg 的汽油当量时，具有燃料经济性，预测可达到 70mpg 汽油当量。而 DMFCV 和 DHFCV 在 65mpg 汽油当量也具有燃料经济性，同时预测 DHFCV 达到 85mpg 汽油当量，比其他 ZEV 都要高。同样，由于汽油燃料汽车较早使用，汽油 FCV 的里程在 60mpg[12]。应该注意到混合 ICE/EV 具有 45mpg 汽油当量，最终可以达到 65mpg 汽油当量。

除了这些主要问题，较短的起动时间是非常必要的，同时系统成本必须控制在较低的水平[13]。目前大部分生产高分子膜和催化剂的成本都很高。然而，总成本需要降低的同时必须保证较高的性能，以使燃料电池车取代 IC 内燃机车。

尽管 DMFCVs 具有很多优势，但是在其运行时存在一个小缺陷，就是未反应甲醇存在从阳极到阴极的穿越[14]。这种甲醇穿越对 DMFC 的电压效率有直接影响。

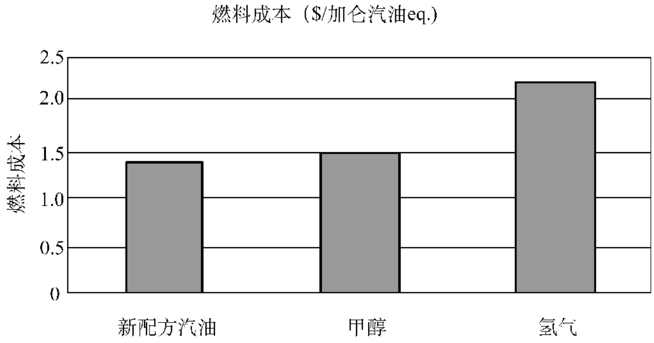


图 9-11　FCVs 燃料成本的比较

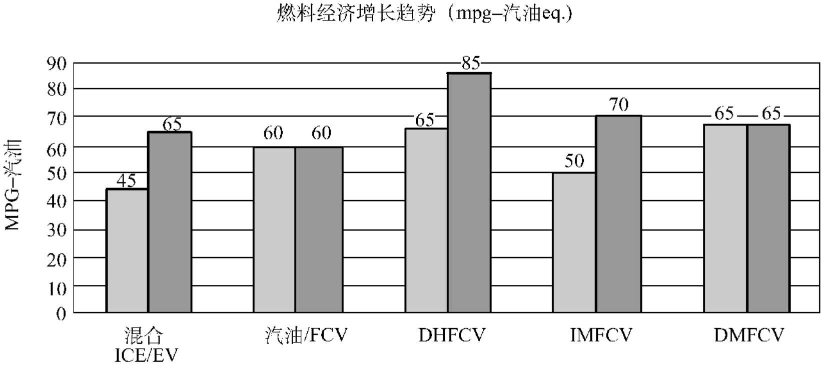


图 9-12　常见零排放物车的燃料经济性比较

9.2.2　燃料电池的电气特性

DMFC 的典型 i-v 曲线如图 9-13 所示。考虑到甲醇渗透性的 DMFC 的电气特性见参考文献[14]。这些曲线对于预测 DMFC 在不同电流值下的运行非常有用。同时强调了增加电池的电流对渗透电流值的影响。

电池电流较高时，渗透交变电流降低。因此，电池开发者为了获得较高的电池电流值，就考虑将系统运行在一个较高的电池能量密度水平。这些措施，进而降低了渗透电流。生产商减小渗透电流常采用的方法就是改变不同的电解液浓度或者改变从阳极到阴极的流量。这使得生产商可以在一个较大范围能量密度中获得一个较高的变换效率[14]。经过优化的电池效

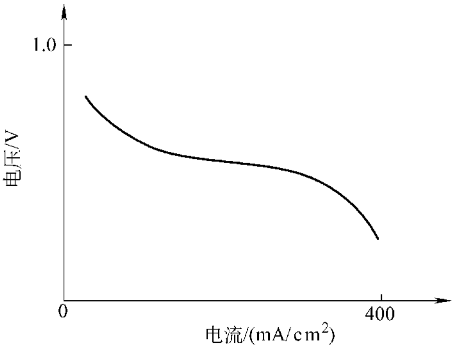


图 9-13　DMFC 的典型 i-v 曲线

率与能量密度的典型坐标图如图 9-14 所示。

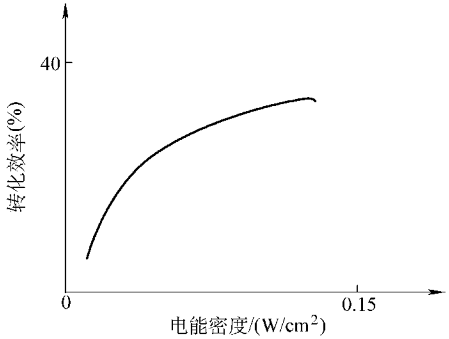


图 9-14　DMFC 典型的效率与能量密度曲线图

如图 9-14 所示，效率随着能量密度的变化比较扁平。最大电池效率范围一般在 30% ~40%，随着燃料浓度和流量变化而变化。

9.3　轻型运载工具

如前所述，燃料电池驱动车得以发展的主要原因是其高效率和低排放。然而，它们存在一个比较大的缺陷，就是氢气不容易在运载工具上储存。因此生产商认为最优的选择是 DMFC。在本节，将对影响燃料电池使用的基本因素进行讨论，将对燃料电池驱动的电路图进行简要描述，并对燃料电池驱动车的布局进行解释。

应用于传动系统的燃料电池

传统汽车的电气负载消耗一般为 1kW。一个拥有 12V 蓄电池组的 14VDC 电力系统即可满足这些负载需求。随着传统商用汽车电气负载量的增加，功耗已达到 10kW，42VDC 电力系统可以处理这些高功耗负载。在混合电动汽车中，达到 300V 高压的电气系统可以传送数千瓦电力，以驱动牵引或者非牵引电气负载。燃料电池可以取代高压电池组。应用于传动系统的燃料电池车的电路图如图 9-15 所示。

燃料电池分别使用燃料和空气对阳极和阴极提供燃料。电力电子变换器产生一个低电压供给电机使用。电机输出功率用来牵引运载工具。

图 9-15 所示的框图包括蓄电池组，成为混合动力车，因此使得再生制动成为可能[14]。在这里对蓄电池电动汽车（BEVs）和燃料电池车（FCVs）进行一些简要的讨论是非常有益的，它们通过蓄电池组降低了燃料电池系统的体积[15]。表 9-2 根据电池能量容量和可达到驱动范围两方面对 BEV、DHFC/EV 和 DMFC/

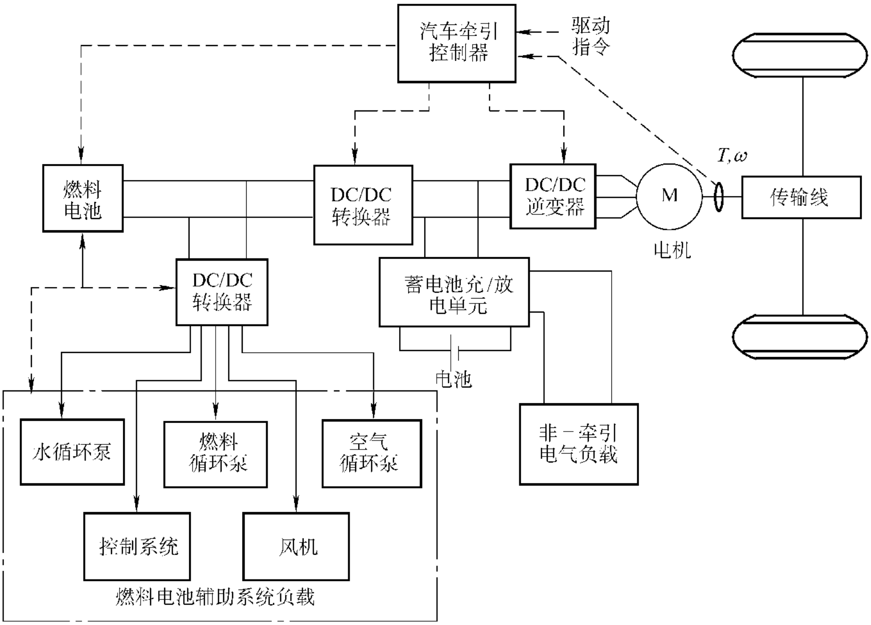


图 9-15　用于传动系统的燃料电池汽车的电力系统

EV 进行了比较。表 9-2 的比较值在图 9-16 和图 9-17 形象地描绘出来。从表 9-2 可以看出，混合 FCV/EV 要求小容量电池且相对其他全电动车（BEVs）拥有更高的行驶里程。

表 9-2　BEV、HFC/EV、DMFC/EV 的特性比较

特性	BEV	DHFC/EV	DMFC/EV
电池容量	30kW · h	5.2kW · h	5.2kW · h
驱动里程	125 miles	300 miles	300miles

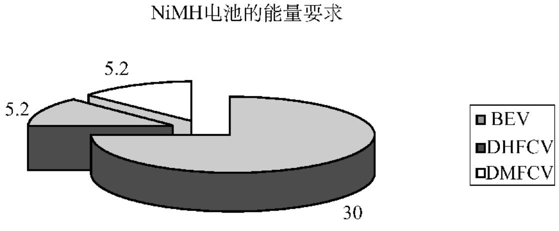


图 9-16　BEV、HFC/EV、DMFC/EV 电池容量的比较

另外的研究结果预测在燃料电池车成本较高的情况下，混合 DHFC/EV 比全 FCV 的成本更低[15]。然而，在燃料电池大规模生产时，全 FCVs 的成本与混合 FCVs 相当。

另外一种包含内置燃料处理器系统的 FCV 结构如图 9-18 所示。来自燃料处

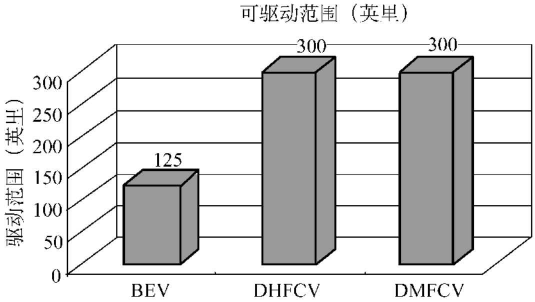


图 9-17　BEV、HFC/EV、DMFC/EV 驱动里程的比较

理器的反馈进入系统控制器，反过来控制用于系统的燃料电池。控制器将信号送入燃料电池组。这个功率控制单元（PCU）对汽车负载提供合适的功率。PCU 的控制结构图一般包含 PWM 控制策略。

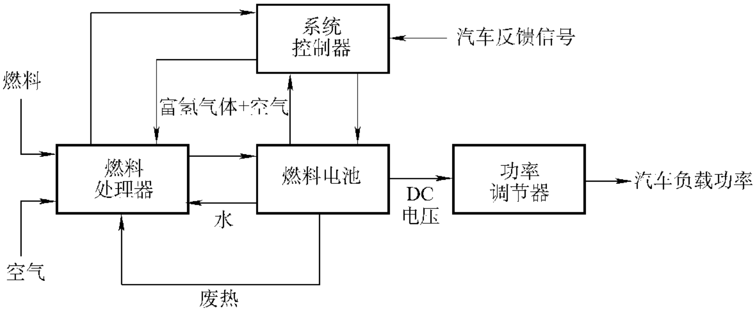


图 9-18　内置燃料处理的燃料电池系统的框图

目前，神经网络控制正应用于燃料处理器控制中。它们基本上都是混合控制系统，包括人工神经网络模型与传统的比例—积分—微分（PID）控制并行控制器[16]。这是一个包含对一氧化碳（CO）产生量控制的动态控制结构，可帮助降低 DMFC 运载工具电解液的毒化效应。

9.4　重型运载工具

自人们对汽车领域燃料电池关注以来，燃料电池已经广泛应用于重型车辆。美国和欧洲的高速运输管理局已经推出了燃料电池供电汽车。同样，汽车领域大部分或者采用直接氢气燃料电池或者采用直接甲醇燃料电池。除去这两种，磷酸燃料电池已被证明成功应用于多家巴士公司。上述提到的燃料电池的汽车已经进入开发和测试阶段[17]。人们已经研发出了世界第一辆燃料电池供电的公共运输工具，并且已被应用于加拿大的 Vancouver 市。这个试验车所使用的燃料电池是采用质子交换膜系统（PEM）直接甲醇燃料电池，由加拿大的 Vancouver

市的 Ballard 电力系统公司开发。燃料电池供应运输巴士应用于市区，可以降低环境污染并且噪声小。而且做为降低排放的发展趋势，大部分高速运输管理局已经选择压缩天然气（CNG）燃料巴士。

9.4.1　柴油机向燃料电池机的转换

当考虑类似巴士或者卡车的重型汽车作为城市运输应用时，排放标准是首要考虑的问题。这些标准根据发动机规定测试周期的平均值设定。标准一般对 NO_X、烃、一氧化碳（CO）和颗粒物作出设定[17]。在过去几年，巴士生产商已经较大地降低了 NO_X 和颗粒物排放量。为了做到这些，传统的巴士采用柴油机而 CNG 利用氧化剂控制排放物。另一方面，柴油混合电动车除了氧化剂还利用额外的颗粒物控制配件[17]。

柴油混合动力车使用蓄电池储存电能。这些蓄电池基本上是铅酸电池。提供回馈制动，能进行能量回收[17]。研究结果表明，这种方法显著地减少了 NO_X 和烃类排放。而且，这类燃料经济性较高，主要是由于可以通过回馈制动而进行能量回收。典型的柴油混合动力车燃料经济性比传统的柴油机及 CNG 燃料车高 50% ~60%[17]。当燃料电池取代柴油机时，燃料经济性将更大。这显然是由于氢燃料的直接氧化。一般，DMFC 汽车的燃料经济性高于内置转化炉的 DMFC 车 30%。因此，对于小型运载工具，重型汽车生产商，如巴士或卡车，同样鼓励直接氢气燃料电池（DHFC）的使用。然而，由于 DHFCVs 储存和运输的缺陷，至少在目前，巴士生产商同小型运载工具生产商一样，同样支持直接甲醇燃料电池（DMFCs）的使用，如前所提到，磷酸燃料电池（PAFCs）在很大程度上已取得了成功。而且，正如现在所讨论，对于运载工具的排放正设置严格的标准，而燃料电池技术针对这一问题提供了很有吸引力的解决方案。

9.4.2　燃料电池公交车技术

三种主要的燃料电池汽车技术是 PAFC、DMFC 和 DHFC。其中 PAFC 和 DMFC 采用混合动力系统技术，即将铅酸电池组或镍镉（NiCd）电池组与燃料电池组并行使用，以提供峰值功率同时利用蓄电池回馈制动的优势。PAFC/蓄电池混合巴士和 DMFC/蓄电池混合巴士中的混合燃料电池/电池动力系统的典型框图如图 9-19 所示。

从图 9-19 可以清晰地看出，DC/DC 变换器提升燃料电池组的电压至 DC 母线电压水平。瞬态的初始峰值功率，如起动和加速，由蓄电池组提供。各种 DC 和 AC 负载通过主 DC 母线由 DC/DC 变换器和 DC/AC 逆变器供应。而且，电机（DC 电机、无刷 DC 电机（BLDC）、开关磁阻电机（SRM）或 AC 异步电机）通过电机控制器控制，进一步控制汽车轮子的驱动。在驾驶员改变速度或者刹车

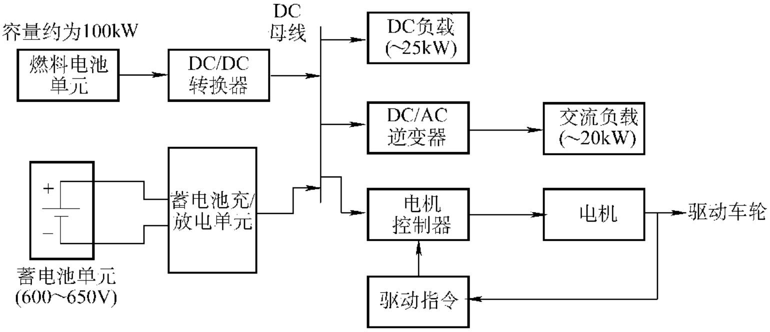


图 9-19　燃料电池/蓄电池混合动力系统的基本框图

时，一个信号将反馈到控制器，相应控制电机的转速和转矩。

如前所述，这些混合燃料电池/蓄电池技术使用铅酸或者镍镉（NiCd）电池组。这些蓄电池组提供加速或者回馈制动中的能量回收所需的额外功率。重载铅酸电池提供必须的功率和充电接受能力，以满足性能要求，但是它们的生命周期相对较短。根据测试结果，这些电池要求在安装 1 年后更换[18]。另一方面，NiCd 电池提供较好的性能并且重量比铅酸电池要低。尽管它们的初始成本较高，但是其较长的使用寿命弥补了这个缺陷。通过测试燃料电池/蓄电池混合动力车中的电池性能，人们发现这些电池即使运行三年之后，也不必更换，因此它们优于铅酸电池。测试过程记录了一些燃料电池混合电动车额外的一些性能参数，如速度测试、时间/距离测试、燃料电池/蓄电池功率供应测试、电池荷电状态（SOC）测试和主要部件的电压/电流/温度测试[19]。

Georgetown 大学（Washington）在 1998 年开发了第一个商用可行的混合 PAFC/电池公交车，在 2001 年他们将其升级到 PEMFC/蓄电池混合车[20]。这个 40ft 混合 PEMFC/蓄电池混合巴士的技术参数见表 9-3。

表 9-3　Georgetown 40ft PEMFC/蓄电池巴士的技术参数

参数	规格
总重量	将近 40000lb
推进系统	PEMFC/NiCd 混合
燃料	甲醇
驱动电机	AC 异步电机
电动机功率	250 马力
加速时间（0～30m/h）	14.5s
最大速度	66m/h
里程	350mile
噪声水平	10dB

另一种燃料电池汽车的结构包含非混合技术。这种情况下，电动车采用直接氢气燃料电池（DHFCs）为推进系统提供全部功率。XCELLSiS 燃料电池发动机是由 Daimle-Chrystler 和 Ford 电机公司共同开发，并且应用于运输领域的燃料电池发动机[21]。这种汽车的技术参数的简要总结见表 9-4。

表 9-4　XCELLSiS 40ft DHFC 汽车的技术参数

参　　数	规　　格
燃料电池技术	直接氢气
燃料电池发动机重量	将近 5000lb
净轴功率	205kW
效率	接近 40%
燃料电池运行温度	70 ~ 80℃
系统电压	600 ~ 900V 直流
电源调节	液冷式 IGBT 逆变器
电机	液冷式 BLDC 电机

目前，XCELLSiS 公司针对 DHFC 汽车正进行很多现场测试，以验证其商用可能性[21]。这种公交车目前只是概念车，还没有进入正式服务。

研究比较这些燃料电池汽车与传统柴油机以及压缩天然气（CNG）汽车的燃料经济性非常必要。很多巴士公司已经组织进行了很广泛的测试，以计算每种燃料电池汽车的燃料经济性（mpg——柴油当量）。图 9-20 显示了这些测试。从图 9-20 可以清晰地看出，DHFC 的燃料经济性显著高于混合柴油电动或混合燃料电池/蓄电池汽车。各种巴士机构相信，DHFC 汽车相比其他蓄电池发动机或者燃料电池蓄电池混合技术等可以获得高于 25% ~30% 的经济性。

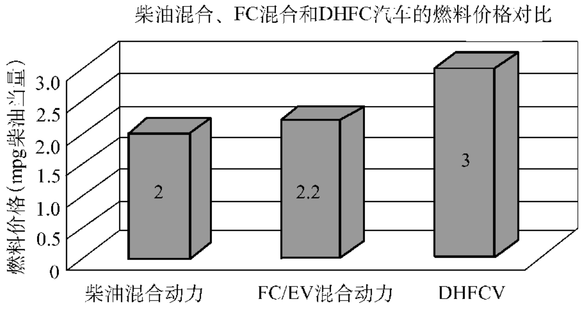


图 9-20　各种替代燃料汽车的燃料经济性对比

但是，同样一个简单的事实依然存在，那就是汽车领域必须等待燃料电池公司研究及开发实现氢气气体或者液体的简易运输和储存技术。

9.5 燃料电池运载工具的现状和未来

本章主要讨论所选择燃料电池动力运载工具的主要驱动力。另外，还会阐述汽车领域不同类型的燃料电池及各自特性，进而给出不同零排放类型的区别。本节主要讨论应用于运输领域的燃料电池技术现状以及未来的发展趋势。

零排放运载工具相比使用传统燃料技术工具具有明显的空气质量优势，如采用汽油的传统燃料技术。自从开发电动汽车以来，蓄电池电动车就已经作为满足零排放要求的最佳选择。而燃料电池技术在目前才获得了大部分汽车生产商的注意，主要是基于以下一个事实：历史上储存足够能量的蓄电池一般成本较高，限制了在电动汽车市场的发展。而且，如前所述，燃料电池汽车在运行时噪声更小并且无有害气体排放。

虽然现在有很多可行的燃料电池技术可以应用于汽车系统，但科学家和汽车研究者认为最佳的选择是 DMFC 的 PEM。PEMFC 组技术在过去几年中已得到很大提高，并且性能已接近于传统汽车。比较明显的进步是甲醇和汽油燃料处理器的小型化[22]。而且，不同结构的燃料电池组都可用，并在很宽的功率密度范围内效率都很高。

尽管氢气在 DHFC 直接使用中有最高的转化效率，但是使用氢气燃料的汽车不易商用化。这是由于氢气在压缩和储存安全性要求问题。而且，如前所强调，氢气成本较高且获取不便[22]。DHFC 的主要优势是避免了使用转化炉。与 DHFC 相比，DMFC 设计和运行相对简单，可靠性高，维护率低并且运行成本低[23]。

因此，由于燃料电池的高能量密度及与蓄电池电动汽车的一体化，可以清晰地预见汽车生产商将把注意力转移到混合电动汽车和燃料电池混合汽车上[24]。目前美国、欧洲和日本主要关注燃料电池汽车的测试问题。研究结果预测燃料电池汽车和燃料电池混合汽车将在汽车市场占有相当的比例。人们对于这类汽车将在 2010 年所占市场份额的预测如图 9-21 所示。

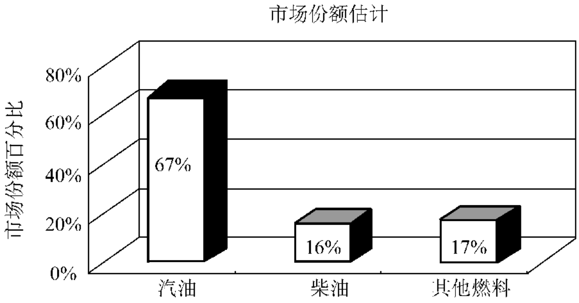


图 9-21　不同类型汽车的估计份额

如图 9-21 所述，预测汽车市场 17% 的份额将为非常规燃料汽车，如甲醇燃料电池汽车、柴油混合动力汽车、压缩天然气汽车和蓄电池电动汽车（BEVs）。

人们预测 17% 的汽车市场份额中 10% 将由混合电动车所占据。这意味着燃料电池的材料成本、配件成本和燃料电池技术的成本都会进一步降低，同时使用燃料电池的混合电动车将会进入市场。因此，21 世纪将会见证燃料电池汽车系统的发展和使用，这些应用将使现有的运输系统得到极大改观，而对环境更友好。

9.6　燃料电池在飞行器中的应用

对于长距离运输领域，氢气技术中的能量储存和转化环节是十分重要的[25]。燃料电池在航天领域受到高度关注。首个被认为值得在此领域应用的燃料电池技术是 AFC。AFC 的效率很高并且重量轻，使其适合于长距离空间运输任务。另外相比蓄电池，AFC 功率密度更高并且能量储存能力更强。

拥有静止电解液的 AFC 被认为是航天飞机供电的最佳选择之一。这种技术已经由美国的 NASA 研发成功[25]。AFC 的静止电解液利用毛细管固定在一定的位置。而且，采用了特殊的高分子膜技术实现进水和脱水，参考文献［25］解释了这一点。

最近几年，PEMFC 在航天飞机的应用被认为比 AFC 具备更多的优势。例如，NASA 正考虑使用 PEMFC 单元取代现有的燃料电池项目中的 AFC[26]。结果表明，PEMFC 的使用明显降低了生命周期成本。而且 PEMFC 的使用寿命相对更长（大约 10000 个小时）。PEMFC 单元的功率密度更高，可以获得相比 AFC 单元 1.5 倍的能量。

除了这些优势，PEMFC 的系统稳定性和安全性也更高，因此明显降低了动力装置的使用周期成本[26]。另外 PEMFC 的使用提高了航天任务的轻便性。因此 AFC 不支持的任务可以由 PEMFC 进行[26]。

PEMFC 的设计阶段需要考虑一些重要的问题。其中一些与安全、维护和替代成本以及整体性能有关。而且，PEMFC 电站必须与其他飞行器项目协调工作并且兼容。下面，我们将对上述提到的几种可再生燃料电池在航天领域中的应用进行一些比较。

相比 AFC，PEMDC 在航天领域的应用已经很多，它具有使用寿命长、安全性及可靠性高、基建费低以及生命周期成本低等特点。目前它发展的主要动力是 PEMFC 高分子膜结构技术的发展。另外，PEMFC 的使用避免了使用 AFC 所包含腐蚀性的碱性溶液。静止状态下 AFC 和 PEMFC 典型性能和效率的比较如图 9-22 和图 9-23 所示。

如图 9-22 和图 9-23 所示，在低电流密度的情况下，AFC 的性能比 PEMFC 更好。

然而，在高电流密度情况下，PEMFC 的性能要优越一些，这主要是由于电池电压更低。事实上，在高电流密度上，PEMF 总体上超越了 AFC。从以上的比较可以看出，在航天电力领域，PEMFC 与 AFC 相比拥有明显的优势。

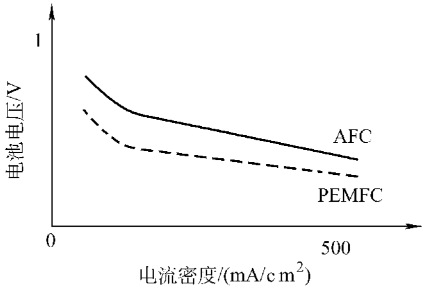


图 9-22　AFC 和 PEMFC 的典型 *i-v* 曲线

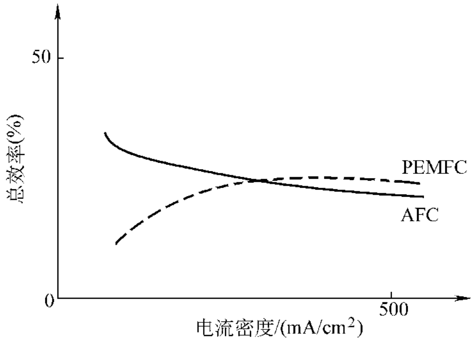


图 9-23　AFC 和 PEMFC 的典型电解装置系统的效率曲线

9.6.1　燃料电池的其他应用

本节将会阐述燃料电池的电力应用，这些应用提高了电网的性能和灵活性。本节也会讨论分布式发电和热电联产系统相关的问题，但是重点放在燃料电池在电网中的应用。另外燃料电池在发电站系统和住宅及商用建筑的应用也会得到阐述，同时详细研究系统与电网的协调运行这一主要挑战性问题及其相关的电力电子问题。

9.6.1.1　分布式发电装置和热电联产

随着电力传输和配电成本的提高，电力公司正考虑选择现场发电和分布式发电，最可行的选择之一是选择燃料电池实现这一目的。进一步的研究表明燃料电池的使用提高了整体系统效率。而且，由于燃料电池无排放也就不会污染环境。本节将会讨论各种实现上述应用目的的燃料电池系统，它们各自的劣势和优势也会分别得到讨论。

燃料电池通过电力电子转换器接入电网。这些系统一般使用天然气，其在大部分负荷地区都可获取，这是分布式发电最有前景的原因之一。这些发电单元产生的废热可以重新回收，以做发热之用。另外，如图 9-24 所示，由于采用燃料电池废热和燃尽气体驱动燃气轮机，从而进一步提高了整体效率。在这个混合系统中，将燃料电池废气供给涡轮发电机单元，涡轮发电机的一般功率为 15MW。由于在涡轮机中没有燃烧，也就不会产生污染物[27]。

如图 9-24 所示，压缩空气和燃料作为燃料电池的输入，相比一般气压的空气和燃料，系统使用压缩空气和燃料的效率要高。而如果应用于热电联产，压

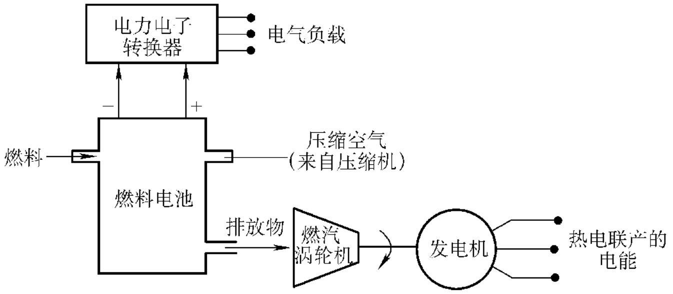


图 9-24　燃料电池混合系统的典型框图

缩 SOFC 更有优势。选择 SOFC 的主要原因是其较高的运行温度。因此获得的废气质量也会相对较高。

混合燃料电池系统通过使用压缩燃料和气体涡轮机，提高了效率并降低了排放。效率的额外提高是通过使用燃料电池的废热驱动非燃烧气体涡轮机。这些技术的典型应用主要是在分布式发电装置方面，电力公司可以对特定负载分配适合的单元，以减少电力传输的成本。

SOFC、PAFC、MCFC 和 PEM 燃料电池是最为常见的燃料电池，人们同时将其应用于电力领域。SOFC 是目前为止热电联产领域最合适的选择。原因主要是基于这样一个事实：燃料电池的运行温度较高，因此其燃料处理系统也就相对简单[28]。

天然气行业已经选用 PAFC 作为小型热电联产应用，电力公司也已经将这些燃料电池作为大容量电站之用。这些燃料电池的使用寿命远高于基于常规发电机的电力系统[28]。它们同时被考虑应用于整个地区的供暖和制冷。

相比 PAFC，MCFC 的使用可以获得更高的效率。然而由于 MCFC 相关技术有太多地方有待改进，因此不太容易商业化。一旦这种燃料电池的成本降低，MCFC 将比 PAFC 获得更广泛的应用，这是由于 MCFC 的废气质量相比 PAFC 更高[28]。

PEM 燃料电池也被认为是应用于分布式发电装置的有力竞争者，同时被认为是住房建筑最好的选择。使用 PEMFC 应用于分布式发电，所生产电力可以用来作为后备电源或者峰值电源[28]。现在正在研究如何降低这些系统的整体成本，从而使得它们可以取代现有技术以应用于分布式发电装置。

9.6.1.2　建筑物领域的应用

住房和商用建筑采用基于燃料电池的发电系统，其主要优势是节能。这些应用一般可以满足建筑的电气和供暖负载要求。通过使用这些系统提供电力和热能，建筑的能量使用率可以显著提高，因此建筑的总体能源消耗也就得到降低。用于建筑物供暖和制冷的传统设备与燃料电池系统有机结合，将会形成热

电联产系统[30]。

一般，PEM 被认为是供给建筑电力负荷和热负荷的最佳选择。目前，大部分建筑电气项目方面的努力都集中在商用建筑而非住房建筑。即使这样，仍有部分正在实施的项目采用这种技术对住房建筑供电。

在设计建筑的燃料电池时，需要特别牢记的是两点热负荷和电力负荷比，以及用电容量因数。热—电比是建筑物的热负荷与电力负荷之比。如果比值低，则用作供暖目的的废热就少。用电容量因数是建筑物的平均用电量与持续峰值负载用电量的比值[30]。这些参数对建设成本影响很大，因此在热电联产应用中也就特别需要关注。另外，还需考虑将这些系统体积缩小，使得系统占用较小的空间以便安置于建筑物之内。

PEM 燃料电池由于成本低、体积易变，因此应用于建筑物发电非常适合。然而，除了燃料电池，系统也会包含一些蓄电池组。这些蓄电池组一般包括铅酸电池，以提供峰值功率。

以上讨论可以清晰地看出不同类型的燃料电池在应用于建筑物领域时有不同的特性和特点。因此，应依据所讨论问题选择最适合的燃料电池系统。使用特定的燃料电池系统满足负载需求是可行的。

9.6.1.3 典型电力电子转换器电路

基于燃料电池的发电系统的设计不同于便携装置或运输工具领域系统的设计。这主要是因为在电力领域，输出单元拥有额外的 DC/AC 逆变器，将 DC 电压转换为一定大小和频率的 AC 电压，以满足应用需求或 AC 负载的要求。图 9-25 描述了典型的燃料电池应用中的电力电子接口。这个系统的输出电源类似于不间断电源（UPS），惟一的区别是燃料电池的内置发电容量的不同[31]。

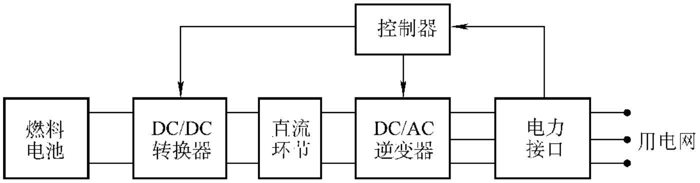


图 9-25　基于燃料电池的发电系统的典型框图

在设计电力应用的燃料电池逆变器时，必须考虑接口问题。燃料电池系统的设计必须保证其既可以并网运行又可以单机运行。而且，保护问题也必须得到重视，如采用一定的静电继电器做故障检测和排除。同时需要考虑的还有电能质量问题，如总谐波失真（THD）等。

图 9-25 中，电力电子转换器的主要作用是将燃料电池输出的 DC 电压转换为合适的 AC 电压，以便直接连接电网或者电气负载。在图 9-25 中，燃料电池输出与 DC/DC 转换器连接，进而通过转换器调整 DC 电压。DC/DC 转换器一般

是 PWM Boost 斩波器。同时采用额外的滤波器进一步提高电能质量。DC/AC 逆变器与 DC 母线连接，将 DC 转换为 AC。逆变器的控制一般通过 PWM 技术实现。一般采用 DSPs 或者微处理器实现逆变器的控制[32]。

图 9-25 系统的最后一个单元是变压器，它将电压转化为一个合适的水平，以便燃料电池与电网连接。控制单元得到来自电网的一个反馈，进而控制逆变器开关频率。以便控制电力输出电压在一个合适的水平进行并网。

如图 9-26 所示，系统通过采用多级逆变器，提高电网的接入电压。这些逆变器有一个特殊的结构，可以产生低谐波的高压[33]。通过使用这些逆变器，就不再需要输出单元的变压器。这是图 9-26 的主要优势，由于变压器的成本较高并且体积大，导致系统的整体体积和重量都增加。然而为了电气隔离，高效率、小体积以及轻型高频变压器也有可能应用于 DC/DC 转换器或者 DC/AC 逆变器中。

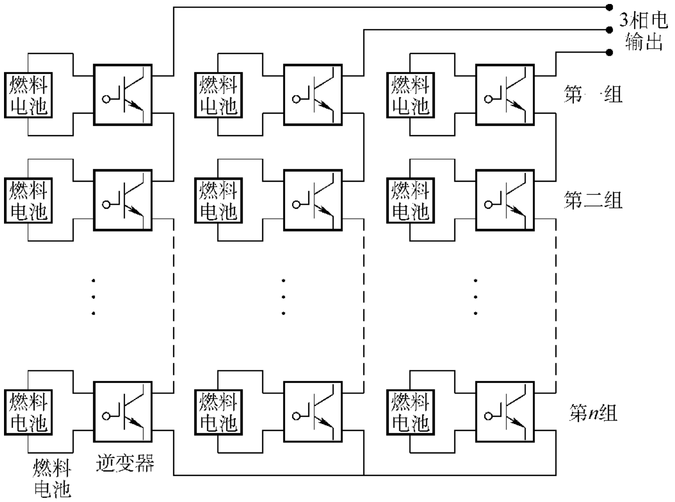


图 9-26　燃料电池电泳应用中的典型多级逆变器

采用级联的 H 桥多级逆变器在参考文献［33］得到阐述。每个 H 桥需要各自的 DC 电源。这些 DC 电源在装置与燃料电池连接时，必须达到瞬时工作。因此，这些燃料电池的运行如同 H 桥的 DC 电源。在这个拓扑结构中，可以选择合适的导通角以减低电压的 THD[33]。在参考文献［33］中，每个逆变器产生不同电平的输出电压。它们分别是 $+U_{dc}$、0 和 $-U_{dc}$。通过合适的开关组合，可以很容易获得这些输出电压。冗余电压的获得也是可能的，因此也就提高了系统的可靠性。正是基于这个原因，即使某个水平电压出现故障，逆变器仍可以工作。

9.6.2　便携式设备中的应用

燃料电池的部分应用在前面部分已经得到阐述。以下章节将介绍燃料电池的其他应用，如便携式设备中的应用、电信设备电源供给、水下运输工具以及微能源。下面我们将对这些应用进行讨论，同时也会解释所使用燃料电池的类型，满足这些特殊应用的特殊要求和电力电子接口等。

便携式应用和固定电源应用之间有明显的区别。便携电源要求小体积以及轻型以便于移动。考虑到这一点，它必须拥有高能量密度。而且这些拥有几百瓦输出的电源设计必须满足便携、使用寿命长、起动快、成本低以及安全等要求[34]。

当考虑到与外界设备的协调工作时，电源必须可以在各种环境下工作。另外，它必须低噪声且不排放有害气体，如 NO_X 和 SO_X，并且电源结构必须坚固同时拥有高效率。

如前所述，燃料电池正被考虑作为满足以上要求的最佳选择之一。在以下章节中，将会讨论各种燃料电池的类型和特性。

最近几年，人们正努力使这些使用燃料电池的便携电源装置商业化。对于便携电源的多种要求，现在有三种燃料电池可以满足：磷酸燃料电池（PAFC）、直接甲醇燃料电池（DMFC）和质子交换膜燃料电池（PEMFC）。这里将讨论每种燃料电池在便携式装置中的应用。

磷酸燃料电池（PAFC）一般适用于200～300W的便携式设备。它的运行温度为200℃而燃料供应采用储氢合金。基于PAFC的典型电源设备如图9-27所示，整个系统包括空气冷却PAFC电池组、燃料源和DC/DC转换器[34]。储氢合金气缸提供纯氢气燃料供给PAFC的阳极。这种便携电源装置可以提供200W的电力，时间超过1h。DC/DC转换器调节输出电压并通过隔离负载变化，以保护燃料电池[34]。

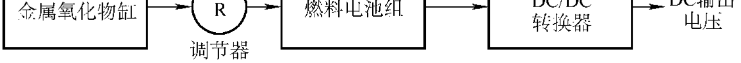


图9-27　基于PAFC的便携电源装置的典型框图

系统运行首先打开连接MH气缸和燃料电池的真空管。燃料电池完成加热大约需要10min。燃料供给的量可以通过调节器进行调节，如图9-27所示。

生产这样的燃料电池，生产商需要进行很多测试，以保证燃料电池在各种环境下可以正常工作。工作极限可以通过测试电源在不同工作状况下得到。生产商进行的测试包括各种启动及关机测试、高温或低温下的诱发测试、电压波

动和燃料不足等测试。而且生产商还进行燃料流速的测试[35]。

在基于 PAFC 的各种便携装置的电源设计和测试中，人们发现 PAFC 的起动时间较长：大约 10min，而且废热的处理相比其他燃料电池要复杂。

正如前面章节所解释，相比其他燃料电池，直接甲醇燃料电池（DMFC）结构简单。对于便携式应用，DMFC 的液态版也被广泛看好。系统反应如下：阳极甲醇水溶液发生氧化反应生成 CO_2，阴极释放出 H_2O[36]。因此使用 DMFC，解决了许多 PAFC 相关问题。而且，由于不使用酸溶液，也不用考虑腐蚀问题。这些燃料电池的运行温度在 60～100℃的相对较低范围，这种燃料电池的性能一般由燃油浓度决定[36]。

使用 DMFC 便携设备的功率一般在 50～100W 之间，而且正考虑应用于军事领域[37]。另外，DMFC 的性能由于使用多种选进技术得到进一步的提高，如膜组件、高效催化剂和优化电极结构[37]。因此这种燃料的能量密度已经得到较大提升，一般在 100～300mW/sq. m。

应用于便携式装置领域的典型 DMFC 系统如图 9-28 所示。如图 9-28 所描述，高浓度甲醇通过混合单元得到稀释甲醇，然后供应给阳极，因此燃料电池的最佳运行水平依赖于甲醇溶液的浓度。系统的空气通过鼓风机或者压缩机供应[37]。同样，生产商也会进行很多测试，包括能量密度、效率、暂态负载下的性能以及运行和储存中的长期稳定性[37]。

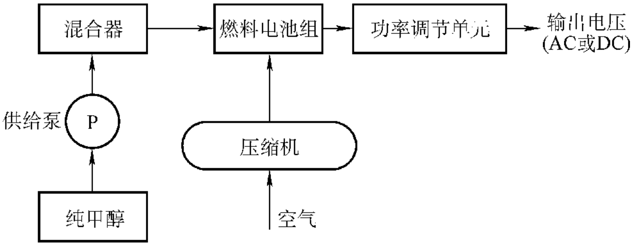


图 9-28　典型的基于 DMFC 的便携式应用

如前所述，PAFC 的运行温度为 200℃，导致加热时间过长。这是便携式电源最不希望的特性。PEMFC 恰好与这个相反，可以在 100℃这样较低的温度下工作，这个相对低的运行温度导致起动时间缩短。而且，PEMFC 的能量密度更高；因此，系统的体积和重量也就很小[38]。

典型 PEMFC 的便携电源系统可以提供 1kW 的 AC 或 DC 电压。而且，起动时间大约为 1min，这对大部分应用来说都是可行的。PEMFC 电源装置的电路图如图 9-29 所示。

如图 9-29 所描述，系统主要包括燃料单元、电力单元和控制单元。气体通过气缸供应给阳极，空气通过鼓风机或风扇供应给阴极[38]。电池产生的 DC 电压通过电力电子转换器转换为要求的 DC 或者 AC 电压。系统同时采用蓄电池以

作加热使用，它通过充电器充电[38]。控制单元控制系统的运行，如在出现过电压或过电流时切断氢气供应，也就停止了电力输出。

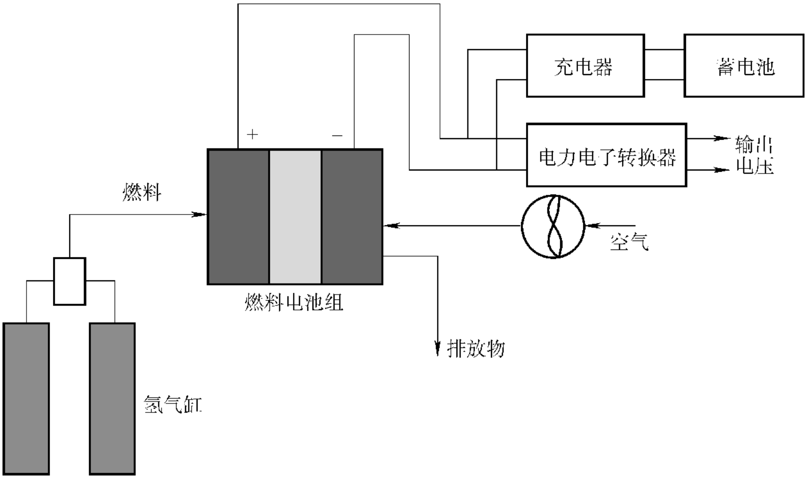


图 9-29　便携式 PEMFC 装置的电路图

比较 PEMFC 和 PAFC 系统的体积、重量和预热时间，可以看出 PEMFC 的性能更为优越。PEMFC 的预热时间为 1min；仅为 PAFC 系统预热时间的 10%。上述两种系统的各种区别如图 9-30 所示。而且，人们发现系统的运行时间与输出功率成反比[38]。

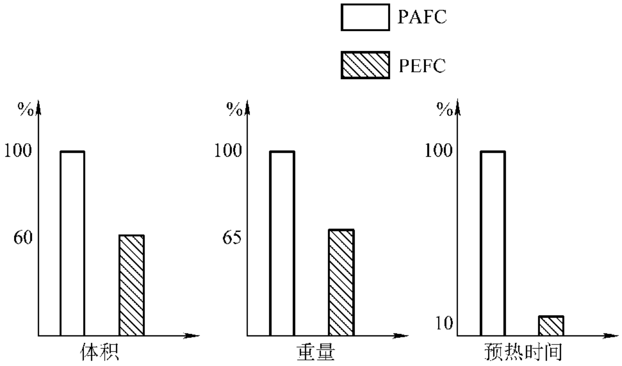


图 9-30　PAFC 和 PEMFC 便携式电源系统的相对体积、重量以及预热时间

在过去几年里，由于户外装置的增加导致对便携式电源的需求量增加。燃料电池为户外便携式装置提供了一个较好的解决方案。一些燃料电池应用较为广泛的领域包括长期电源备份、收音机、手机以及便携式军事设备和系统。

9.6.2.1　后备电源

传统的后备电源使用发电机组和市电通过不间断电源（UPS）对负载供电，发电机的输出波形一般会发生畸变；因此，通过 UPS 对负载供电，电压质量会

得到提升。

在使用燃料电池作为后备电源的系统中，燃料电池系统取代了发电机。基于燃料电池的后备电源系统和所连接 UPS 的典型电路如图 9-31 所示。系统的效率很高，并且燃料电池的输出电压可以直接与负载相连。因此，负载功率不再需要 UPS 双重转换，节省了大量电力。

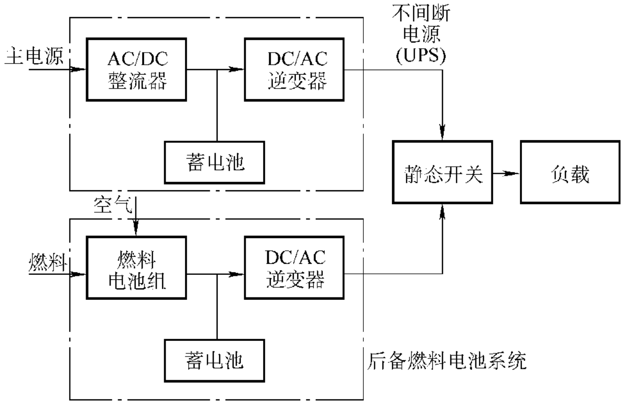


图 9-31　基于燃料电池的后备电源框图

图 9-31 所示的电源发生故障时，UPS 系统通过逆变器对负载提供所要求的 AC 电压。同时，蓄电池电压下降，在达到预先设定的值时，一个信号发往控制单元，便携式电源系统开始预热[38]。在完成预热期之后，静态开关将负载与燃料电池相连。此后燃料电池系统开始对负载提供所要求的电压。

燃料电池后备电源系统也可以不使用 UPS。事实上，在燃料电池作为后备电源对负载供电时，并不需要 UPS，当燃料电池后备电源系统通过静态开关与负载断开时，UPS 系统可以对负载提供一个不间断的电压。

如图 9-32 所示，UPS 和图 9-31 所示的基于燃料电池的后备电源系统可以集成为 UPS 及后备电源系统。图 9-32 相比图 9-31，一个主要的优势是其只有一个 DC/AC 逆变器，而图 9-31 有两个 DC/AC 逆变器。

9.6.2.2　小型便携式应用

在小型便携式应用中，人们正考虑使用 DMFC 取代蓄电池，如收音机或手机。蓄电池需要经常更换并且长期运行成本较高[40]。为了使燃料电池成功取代充电电池，燃料电池系统必须结构紧凑并且可以在小功率范围运行。因此，燃料电池中最佳的选择是 DMFC。

基于 DMFC 系统便携式收音机的物理结构相当简单。在这种应用中，使用重力取代泵送系统对燃料电池提供燃料[40]。收音机的主要隔室是储存甲醇的容器，它是很容易拆解的。收音机的开关同时控制连接甲醇容器的真空管道。空气通过收音机后部的小入口进入。

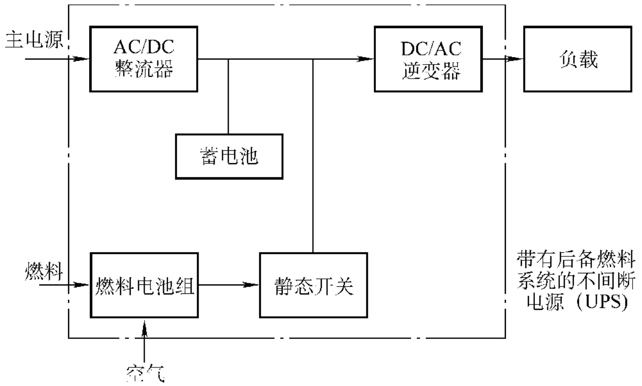


图 9-32 UPS 和后备燃料电池系统框图

手机的蓄电池充电设备也考虑使用燃料电池。事实上，手机和其他便携式装置的微型燃料电池可以在未来 3～4 年内得到应用。然而，技术方面的相关问题如燃料电池效率、燃料电池配置和材料成本都需要在便携式装置的燃料电池系统商业化之前，进行考虑和测试。

人们在很久以前，就考虑在军事应用中使用燃料电池系统取代蓄电池。军事应用要求电源拥有大功率和高能量密度的特点。过去广泛使用的充电蓄电池重量过重，同时它们的寿命较短[41]。先进的军事电源要求低成本、轻重量、小型化、可以承受较强振动、高可靠性以及可维护性。同时使用中的人为因素也必须考虑在内。

过去很少使用功率范围在 2～5kW 的 PAFC 系统。而功率范围在 200～300W 的 PEMFC 系统已经应用于军事方面的便携装置中[41,42]。对于提供氢气的最主要的挑战是氢气储存方式中的安全性问题，如压缩气体、液态氢气或混合体。由于周围空气中存在杂质和化学物质，氧气在供给燃料电池阳极之前必须经过特殊处理。

燃料电池相比蓄电池最主要的优势是：它们拥有高能量密度和较长的使用寿命。而且，系统的每个单元成本也相对较低[43]。除了这些优点，PEMFC 系统的结构紧凑，因此可以承受军事任务中恶劣的操作环境。

燃料电池在军事领域中主要应用在战术领域，如指挥中、照明、无线电和其他设备[44]。制冷设备也可以使用功率范围在 100～200W 的燃料电池。其他一些应用领域包括陆地部队系统、功率传感器、小型操作器、移动电力设备和发电机[44]。

9.6.3 燃料电池在电信领域的应用

人们已经认识到了 PAFC 在电信领域的应用，如对电信设备供电以及制冷。

这些想法在日本已经付诸实施，并且被证明可行。这些系统同时可以用于电信建筑的热电联产。它们也可与市电并行运行。

在过去几年里，人们在紧急情况往往采用发电机对电信设备和如空调机等制冷装置供电[45]。图 9-33 描绘了这些电信电力系统的典型框图。

大约电信建筑 40% ~50% 的能量消耗在主设备上，而 30% 的能量消耗在制冷设备上[46]。PAFC 系统既可以对主设备供电又可以对制冷设备供电。阐述这种基于燃料电池的电信电力系统的典型电路图如图 9-34 所示。

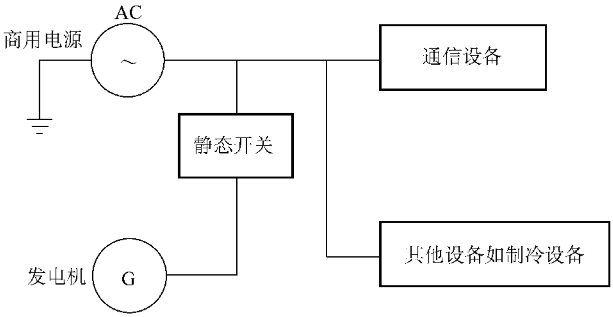


图 9-33　传统电信电力系统的典型框图

如图 9-34 所示，燃料电池与商用 AC 电源并行运行。因此，在维护或设备出现故障引起电源中断时，由于市电可以提供必需的电力，因此输出同样维持在正常水平[46]。

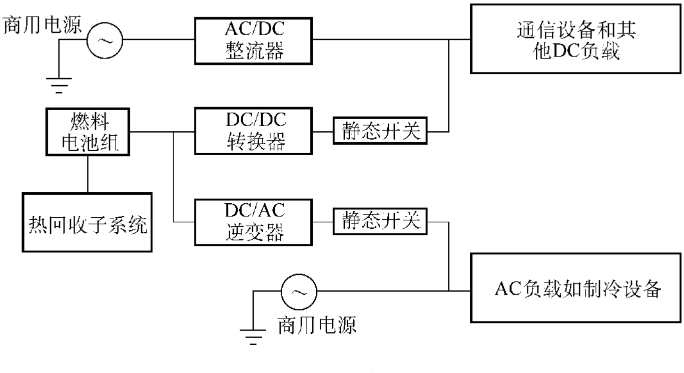


图 9-34　基于燃料电池的电信电力系统的典型框图

另外，对于 DC 和 AC 有两种并行运行方式。直流电压直接供应给电信设备，而通过 DC/AC 变换得到的 AC 电压供应给 AC 负载和制冷装置，这些制冷装置进而冷却主设备。燃料电池输出电压通过逆变器相控来保持稳定，因此可以观察到在负载供电过程中衔接特性很好[46]。

最近，由于燃气管道的广泛性，人们正考虑采用燃气管道作为燃料电池组的燃料供应管道。同时，人们已经考虑将液态天然气、氢气、甲醇、丙烷、石

油及轻油等燃料作为未来主要燃料[46]。人们同样考虑将燃料电池应用到电话交换设备的电力供应中。PAFC 在这一领域再一次得到广泛应用，功率运行范围一般在 30% ~100% 之间。这是因为在额定功率的 0 ~30% 的范围内，其预热时间要求在 2 个小时。然而，在 30% ~100% 的范围内，预热时间只是瞬间即可完成[47]。这些系统的一般功率范围为 30 ~45kW。

燃料电池的另外一个应用是移动电源领域，这个领域一般要求电源具有快速起动性和高频起动的特点[48]。而且，它们同时必须满足低噪声、高效率和低排放等要求。这些电源可以作现场发电，因此可以降低电力的传输成本，从而提高系统整体效率。另外，这类电源在机载防空洞、活动房和火车等方面具有相当大的需求。它们同时也可以作为机载电子设备的电源[48]。最近几年，对于燃料处理器已经进行了大量的研究，因此这些电源已经可以投入到实际使用中。

9.6.4 基于燃料电池的水下运载工具的电力系统

对于水下运载工具，燃料电池提供了优于蓄电池的更为吸引人的解决方案。这是因为这类电源具有低噪声和高效率，并且易添加燃料。应用于这类领域的 PEMFC 系统已经开发出来，一般功率范围在 20 ~30kW。这类电源装置包括流体处理单元、热管理单元和控制单元[49]。

需要主要考虑的问题是安全性、效率、可靠性、耐久性和抗振性[49]。而且，需要对这些装置进行测试，以保证大约 5000h 的运行时间。同时，这些装置的运行温度在 200°F。必须保证 PEMAC 的高分子膜处于水饱和状态，这是因为高分子膜长时间处于干燥状态非常危险[49]。

如前所述，反应物储存的安全性，如氢气，是一个很大的挑战。现行的一种方法是提高储蓄罐的压力。然而，这个过程是不安全的，并且为了满足高压的要求需要很多附加设备[49]。除了这个方法，低温储存和可逆金属氰化物也可以实现这一目的。MH 技术类似于低温储存方法，但是它更简单并且设备限制较小[49]。而且，化学氢气储存方法已被考虑作为未来储存氢气的方法之一。如果这个技术获得成功，那么它可以提供 8 ~10 倍于蓄电池的能量密度[49]。

9.6.5 各种其他应用

燃料电池另一个有趣的应用是在医学设备及配置中。科学家已经发明了医学设备的微型甲醇燃料电池（uDMFC），这种设备可以移植入人类体内，如脑脊液泵分流和微胰岛素泵[50]。医学领域中燃料电池的应用一般要求小体积、生产的简便性、运行的洁净性、高效率以及不产生危害材料等。它们同时也比其他电源优良。

在这些场合，病人的氧气吸入作为空气提供给 uDMFC 的阴极。另外，甲醇

燃料通过外部一定时间间隔地注入，提供给 uDMFC 的阳极[50]。uDMFC 包括一个 PEM 和 2 个带通道的硅衬底。由于甲醇对人体的危害性，科学家考虑使用乙醇作为微型电源的燃料[50]。

各种其他有趣的应用包括飞机推进、高空气球和海上舰艇。燃料电池是太阳能飞行器的理想能源。这里需要解决的问题是夜间飞行器的供电问题。在白天，太阳能电池板的太阳能驱动推进电机同时对可充电燃料电池充电。在夜间，燃料电池系统提供必需的推进动力[51]。飞行器基本上要飞行在 50000ft 的高空。因此燃料电池重量要求很轻，并且必须拥有超过 60% 的高效率。

燃料电池另一个应用是对高空气球供电，高空气球一般用于在大气层中收集地球、太阳和其他科学信息[51]。早前，蓄电池对这些高空气球供电，它们的功率范围一般在 100 ~ 200W。然而，未来的任务可能要求更高的功率，可能会达到 5kW。在这个功率范围，蓄电池的重量很大，这是高空气球不希望的特性。而且，在这个功率范围的运行要求更多的辅助设备。因此，现在人们考虑使用 PEMFC 取代蓄电池应用于这个领域。它们的设计要求能承受温度的较大波动，一般在 -50 ~ 100℃之间[51]。

燃料电池同样可以解决美国海军的一些问题，这个领域传统上一般采用柴油机和涡轮发电机。而柴油发电机存在效率低下以及运行期间噪声较大的缺陷。同时还释放气体，在军方执行任务时，如在世界各地的潜伏，都不可接受[51]这些缺陷。因此，美国海军已将注意力转移到替代电源上，其中一个就是燃料电池。这类应用的典型功率范围一般在 2 ~ 3MW。同时这些燃料电池多采用蒸馏燃料，效率一般为 40% ~ 50%。而且，发电成本一般限制在 1500 美元/kW。同样，系统重量、可靠性、可维护性和水处理系统是需要考虑的关键问题[51]。

9.7　小结

作为满足能源需求的最有前景的技术之一，燃料电池的优势逐渐显现出来。它们对环境无危害、运行噪声小而且发电效率高。这项新技术既经济又灵活，很好地满足了发电市场，尤其是分布式发电的需求。另外，燃料电池在提高汽车电力系统在电动、混合动力和多电汽车等系统的兼容性方面更为有效。因此，在运输领域燃料电池的应用日渐广泛。

分布式发电和热电联产促进了燃料电池在电力系统的应用。事实上，燃料电池的应用提高了分布式发电的效率和灵活性。本章主要讨论了燃料电池在这一相关领域的应用，而且讨论了各种类型的燃料电池，以及它们潜在的市场需求。本章对燃料电池在建筑和住宅的供电也有所涉及，重点介绍了燃料电池在这一领域的优势。另外，还介绍了燃料电池所使用的电力电子转换器技术。

最近几年，公共健康问题得到了更多的关注，汽车排放直接与这一问题相关。从本章可以看出，在基于燃料电池的轻型小客车和重型汽车方面，人们已经做了很多工作。本章还讨论了混合FC/蓄电池和DHFCVs在汽车技术应用的各种拓扑结构，同时解释了巴士相关的类似技术。另外，对比了各种类型的燃料电池技术并且重点强调了各自在汽车领域的最新进展。

在过去几年里，美国、加拿大、欧洲和日本已经对几种小客车和巴士样机进行了验证。可以看出燃料电池运输领域的发展很快，这主要源于它们的高效率和低排放。通过本章分析，可以看出公共小客车和巴士是燃料电池在汽车技术应用方面很好的平台。公共运输向公众充分展示了这种新技术的优势。随着燃料电池技术的进步和成本降低，燃料电池运输系统将会得到更广泛的应用。

参考文献

[1] R. Anahara, S. Yokokawa, and M. Sakurai, "Present status and future prospects of fuel cell power systems," Proceedings of IEEE, vol. 81, no. 3, pp. 399-408, March 1993.

[2] J. Hirschenhofer, "How the fuel cell produces power?" IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 7, no. 11, pp. 24-25, Nov. 1992.

[3] P. G. Grimes, "Historical pathways for fuel cells," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 15, no. 12, pp. 7-10, Dec. 2000.

[4] A. T. Raissi, A. Banerjee, and K. G. Sheinkopf, "Current technology of fuel cell systems," in Proc. 32nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., vol. 3, Honolulu, Hawaii, Aug. 1997, pp. 1953-1957.

[5] R. H. Goldstein, "EPRI 1990 Fuel Cell Status," in Proc. 25th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., vol. 3, Reno, Nevada, Aug. 1990, pp. 170-175.

[6] T. Rehg, R. Loda, and N. Minh, "Development of a 50kW, high efficiency, high power density, co-tolerant PEM fuel cell stack system," in Proc. 15th Annual Battery Conf. on Applications and Advances, Long Beach, California, Jan. 2000, pp. 47-49.

[7] J. T. Brown, "Solid oxide fuel cell technology," IEEE Trans. on Energy Conversions, vol. 3, no. 2, pp. 193-198, June 1988.

[8] S. R. Narayanan, T. I. Valdez, A. Kindler, C. Witham, S. Surampudi, and H. Frank, "Direct methanol fuel cells-status, challenges and prospects," in Proc. 15th Annual Battery Conf. on Applications and Advances, Long Beach, California, Jan. 2000, pp. 33-36.

[9] K. Scott, "The direct methanol fuel cell," IEE Colloquium on Compact Power Sources, London, UK, May 1996, pp. 6/1-6/3.

[10] A. R. Eggert, D. Friedman, P. Badrinarayanan, S. Ramaswamy, and K. Heinz-Hauer, "Characteristics of an indirect-methanol fuel cell system," in Proc. 35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., vol. 2, Las Vegas, Nevada, July 2000, pp. 1326-1332.

[11] S. Smedley, “Zinc air fuel cell for industrial and specialty vehicles,” IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Vol. 15, no. 12, pp. 19-22, Dec. 2000.

[12] J. F. Contadini, “Social Cost Comparison among Fuel Cell Vehicle Alternatives,” in Proc. 35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., Las Vegas, NV, July 2000, vol. 2, pp. 1341-1351.

[13] D. MacArther, “Fuel Cells for Electric Vehicles: Issues and Progress,” in Proc. Fourteenth Annual Battery Conf. on Applications and Advances, California, Jan. 1999, pp. 1-4.

[14] R. M. Moore, “Indirect Methanol and Direct Methanol Fuel Cell Vehicles,” in Proc. 35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., Las Vegas, NV, July 2000, pp. 1306-1316.

[15] T. E. Lipman, “Manufacturing and Lifecycle Costs of Battery Electric Vehicles, Direct-Hydrogen Fuel Cell Vehicles, and Direct-Methanol Fuel Cell Vehicles,” in Proc. 35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., Las Vegas, NV, July 2000, pp. 1352-1358.

[16] L. C. Iwan and R. F. Stengel, “The Application of Neural Networks to Fuel Processors for Fuel Cell Vehicles,” IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 50, no. 1, pp. 125-143, Jan. 2001.

[17] A. F. Burke and M. Miller, “Fuel Efficiency Comparisons of Advanced Transit Buses using Fuel Cell and Engine Hybrid Electric Drivelines,” in Proc. 35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., Las Vegas, NV, July 2000, pp. 1333-1340.

[18] J. F. Miller, C. E. Webster, A. F. Tummillo, and W. H. DeLuca, “Testing and Evaluation of Batteries for a Fuel Cell Powered Hybrid Bus,” in Proc. 32th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., Honolulu, Hawaii, July 1997, vol. 2, pp. 894-898.

[19] S. Romano, “The DOE/DOT Fuel Cell Bus Program and its Application to Transit Missions,” in Proc. 25th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., Reno, NV, August 1990, vol. 3, pp. 293-296.

[20] A Federal Transit Administration Project, “Clean, Quiet Transit Buses Are Here Today,” See http://fuelcellbus.georgetown.edu/ (December 2001).

[21] L. Eudy, R. Parish, and J. Leonard, “Hydrogen Fuel Cell Bus Evaluation,” in Proc. 2001 DOE Hydrogen Program Review, Baltimore, Maryland, April 2001.

[22] F. R. Kalhammer, P. R. Prokopius, V. P. Roan, and G. E. Voecks, “Fuel Cells for Future Electric Vehicles,” in Proc. Fourteenth Annual Battery Conf. on Applications and Advances, Long Beach, California, Jan. 1999, pp. 5-10.

[23] K. Scott, “Direct Methanol Fuel Cells for Transportation,” in Proc. IEE Seminar on Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles, London, UK, April 2000, pp. 3/1-3/3.

[24] F. A. Wyczalek, “Hybrid Electric Vehicles-Year 2000,” in Proc. 35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., Las Vegas, NV, July 2000, pp. 349-355.

[25] W. Tillmetz, G. Dietrich, and U. Benz, “Regenerative fuel cells for space and terrestrial use,” in Proc. 25th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., Las Vegas, NV, Aug. 1990, pp. 154-158.

[26] M. Warshay, P. Prokopius, M. Le, and G. Voecks, "The NASA fuel cell upgrade program for the space shuttle orbiter," in Proc. 32nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , Hawaii, Aug. 1997, pp. 228-231.

[27] S. Hamilton, "Fuel cell-MTG hybrid-the most exciting innovation in power in the next 10 years," in Proc. of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Edmonton, Alberta, Canada, vol. 1, July 1999, pp. 581-586.

[28] J. B. O' Sullivan, "Fuel cells in distributed generation," in Proc. of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Edmonton, Alberta, Canada, vol. 1, July 1999, pp. 568-572.

[29] A. Hagiwara, "Fuel cell technologies in search of new directions: based on the experiences over 20 years," in Proc. of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Edmonton, Alberta, Canada, vol. 1, July 1999, pp. 576-580.

[30] R. J. Fiskum, "Fuel cells for buildings program," in Proc. of 32nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , Honolulu, Hawaii, USA, vol. 2, Aug. 1997, pp. 796-799.

[31] M. J. Kornblit and K. A. Spitznagel, "Installing a fuel cell on an existing power system," in Proc. of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Toronto, Canada, vol. 2, 1993, pp. 1379-1383.

[32] K. M. Salim, Z. Salam, F. Taha, and A. H. M. Yatim, "Development of a fuel cell power conditioner system," in Proc. of IEEE International Conf. On Power Electronics and Drives Systems, Hong Kong, vol. 2, July 1999, pp. 1153-1156.

[33] L. M. Tolbert and F. Z. Peng, "Multilevel converters as a utility interface for renewable energy systems," in Proc. of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Seattle, USA, vol. 2, July 2000, pp. 1271-1274.

[34] T. Sakai, T. Ito, F. Takesue, M. Tsutsumi, N. Nishizawa, and A. Hamada, "Portable power source with low temperature operated PAFC," in Proc. 35th International Power Sources Symposium, New York, June 1992, pp. 49-52.

[35] V. Recupero, V. Alderruci, R. Di Leonardo, M. Lagana, and N. Giordano, "Performance of a portable 100W phosphoric acid fuel cell under different operating conditions," in Proc. 25th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , Las Vegas, NV, Aug. 1990, pp. 269-274.

[36] T. I. Valdez, S. R. Narayanan, H. Frank, and W. Chun, "Direct methanol fuel cells for portable applications," in Proc. 12th Annual Battery Conf. on Applications and Advances, California, Jan. 1997, pp. 239-244.

[37] S. R. Narayanan, T. I. Valdez, N. Rohatgi, W. Chun, G. Hoover, and G. Halpert, "Recent advances in direct methanol fuel cells," in Proc. 14th Annual Battery Conf. on Applications and Advances, California, Feb. 1999, pp. 73-77.

[38] N. Kato, T. Murao, K. Fujii, T. Aoki, and S. Muroyama, "1-kW portable fuel cell system based on PEFCs," in Proc. 3rd International Conf. on Telecommunications Energy Special, Dresden, Germany, May 2000, pp. 209-213.

[39] N. Hashimoto, H. Kudo, J. Adachi, M. Shinagawa, N. Yamaga, and A. Igarashi, "Development of reforming technology for a portable generator," in Proc. 32nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , Hawaii, Aug. 1997, pp. 847-850.

[40] A. Jansen, S. V. Leeuwen, and A. Stevels, "Design of a fuel cell powered radio, a feasibility study into alternative power sources for portable products," in Proc. IEEE International Symposium on Electronics and Environment, California, May 2000, pp. 155-160.

[41] W. G. Taschek and R. Jacobs, "Silent energy source for tactical applications," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 8, no. 5, pp. 25-28, May 1993.

[42] A. Patil and R. Jacobs, "U. S. army PEM fuel cell programs," in Proc. 32nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conf. , Hawaii, Aug. 1997, pp. 793-795.

[43] R. Jacobs, H. Christopher, R. Hamlen, R. Rizzo, R. Paur, and S. Gilman, Portable power source needs of the future army-batteries and fuel cells," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 11, no. 6, pp. 19-25, June 1996.

[44] A. Patil and R. Jacobs, "U. S. army small fuel cell development program," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 15, no. 3, pp. 35-37, March 2000.

[45] Y. Kuwata, T. Take, T. Aoki, and T. Ogata, "Multi-fuel cell energy system for telecommunications co-generation system," in Proc. 18th International Telecommunications Energy Conf. , Texas , Oct. 1996, pp. 676-683.

[46] T. Koyashiki and K. Yotsumoto, "Advanced fuel cell energy system for telecommunications use," in Proc. 14th International Telecommunications Energy Conf. , Washington, DC, Oct. 1992, pp. 4-11.

[47] A. Ascoli, "Fuel cell generator for telephone switching equipment," in Proc. 11th International Telecommunications Energy Conf, . Pisa, Italy, Oct. 1989, pp. 18. 2/1-18. 2/2.

[48] W. G. Taschek, E. G. Starkovich, and R. Jacobs, "Fuel cells for mobile electric power," in Proc. 9th Annual Battery Conf. on Applications and Advances, California, Jan. 1994, pp. 50-53.

[49] H. J. DeRonck, "Fuel cell power systems for submersibles," in Proc. Oceans Engineering for Today's Technology and Tomorrow's Preservation, Brest, France, Sep. 1994, pp. 449-452.

[50] W. Y. Sim, G. Y. Kim, and S. S. Yang, "Fabrication of micro power source (MPS) using a micro direct methanol fuel cell (μDMFC) for medical applications," in Proc. 14th IEEE International Conf. on Micro Electro-Mechanical Systems, Interlaken, Switzerland, Jan. 2001, pp. 341-344.

[51] H. Oman, "News from the 34th intersociety energy conversion engineering conference-new applications for fuel cells," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 14, no. 12, pp. 15-22, Dec. 1999.

第 10 章　储能装置的电气建模技术

本章主要研究蓄电池、燃料电池（FCs）、光伏电池（PVs）和超级电容（UCs）的电气建模问题。目前人们主要研究这些装置的储能和供电能力。而考虑到相关的实际应用问题，首先必须对这些装置精确建模。本章首先回顾上述装置几种常见的模型，然后阐述其中最为精确的模型并重点介绍这些装置的应用。

通过前面的研究，我们知道储能装置具有稳定性、较高的电能质量及可靠性等优势。本章主要阐述蓄电池和超级电容储能装置。首先建立这些装置的准确模型，进而对一些典型应用进行仿真，如混合电动汽车（HEVs）和各种电力系统应用。

在过去几年里，蓄电池和超级电容的性能已经通过各种数学模型进行了验证。建模时需要考虑的重要参数包括蓄电池容量、充电/放电速率、温度和使用寿命等。

燃料电池和光伏电池作为最有前景的可再生能源，本章也会对它们的模型进行介绍。由于这类电池排放小，对环境无害，因此已经得到了广泛的研究和应用。然而由于可再生能源体积较大、结构复杂以及造价较高。因此，设计和研发新型样机是件很困难和昂贵的事情。克服这一问题的合适方法是在较为精确模型的基础上进行详细的仿真。本章将对各种系统规模的燃料电池和光伏电池的等效电气模型进行阐述和分析。

10.1　蓄电池建模

如前所述，电动汽车、便携装置和运载工具电力系统需要准确的蓄电池模型。蓄电池建模最大的挑战是蓄电池等效电路参数的非线性特性，而非线性特性仿真需要冗长的实验和复杂的程序，同时需要考虑蓄电池内部的一些参数[1]。

本节将会阐述蓄电池模型的三种基本类型，即理想模型、线性模型和戴维宁模型。最后会阐述应用于牵引领域，在 PSpice 软件中进行仿真的铅酸电池的简单模型。

10.1.1　理想模型

蓄电池的理想模型基本上忽略了内部参数，因此十分简单。图 10-1a 描述了

燃料电池的理想模型，在图中可以看出模型主要有一个电压源构成[1]。

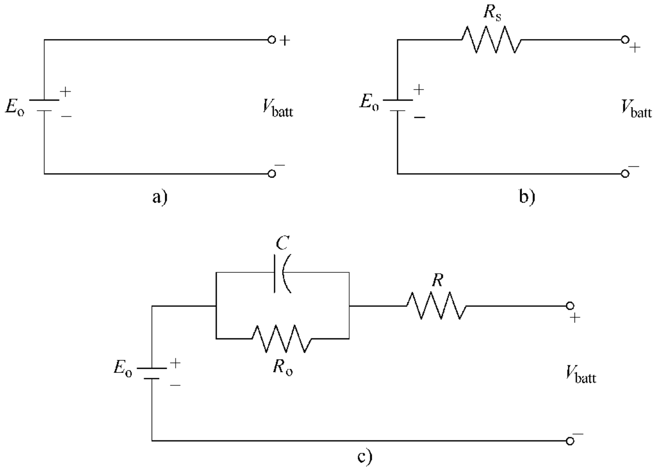


图 10-1　蓄电池模型

a）理想模型　b）线性模型　c）戴维宁模型

10.1.2　线性模型

这是目前为止蓄电池最为常用的模型。从图 10-1b 可以清晰地看出，这个模型包括一个开路电压为 E_a 的理想电压源和一个阻值为 R_a 的等效电阻[1,2]。蓄电池的两端电压用“V_{batt}”表示。两端电压可以从开路测试中获得，也可以从完全充电的电池负载测试中导出。

尽管这个模型得到广泛应用，但是它并没有考虑其内部阻值随着放电状态（SOC）和电解质浓度的变化而发生变化这一因素[2]。

10.1.3　戴维宁模型

这个模型包括开路电压 E_o、内部阻值（R）、电容（C）和过电压电阻（R_o）等电气参数[1,2]。从图 10-1c 可以看出，电容 C 表示平行板的电容值，R_o 表示电解液的非线性阻值[2]。

这个模型中，所有参数都设定为常数。然而，实际上它们会随着电池状态而发生变化。因此，这个模型并不是最精确，但最常用。鉴于此，我们引进了评估电池的一种新方法。修改的模型是基于多个负载在一定范围中的运行而建立的[3]。新提出的模型电气等效图如图 10-2 所示。

由图 10-2 可以看出，主电路模型包括如下几个子电路：

a）E_{batt}：这是蓄电池中简单 DC 电压源的指明电压。

b）E_{pol}：代表蓄电池中由于活性材料可用度而产生的极化效应。

c）E_{temp}：代表蓄电池两端电压温度效应。

d）R_{batt}：是电池的内部组织，这个组织主要依赖于电池充电状态（SOC）和电池电压的关系。

e）V_{sens}：这是0V时的电压源。用来记录蓄电池电流值。

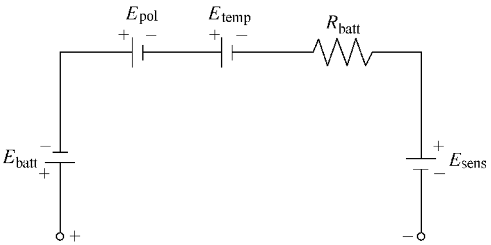


图 10-2　修改的蓄电池模型的主电路图

因此，仿真模型可以处理各种充电/放电状态。这种模型相对较为精确，并且适用于 Ni-Cd 和 Li-ion 电池，同时也可以应用于混合动力汽车和其他牵引设备。对于不同参数的情况，仅需要一些小的修改即可，如负载状态、电流密度和温度[3]。

10.2　燃料电池建模

近年来，人们就汽车排放对环境的影响表现了极大关注。这些关注及燃料电池的进步为燃料电池提供了极大的应用空间[4]。人们正考虑将燃料电池应用于混合动力汽车、便携式装置以及其他排放需要维持在一个较低水平的某些领域。

质子交换膜（PEM）燃料电池有潜力成为 HEVs 的主要电源。然而，这种燃料电池系统较为庞大并且复杂，因此需要准确的模型以仿真应用于 HEV 时所要求的辅助电力系统。本节将会重点介绍燃料电池建模技术，以避免制造庞大且昂贵的样机。图 10-3 展示了燃料电池/蓄电池混合动力电力系统工作流程。图 10-3 的蓄电池组用来弥补燃料电池处理器较慢的起动和瞬态响应等劣势[4]。同时蓄电池可以用来 HEV 的回馈制动。

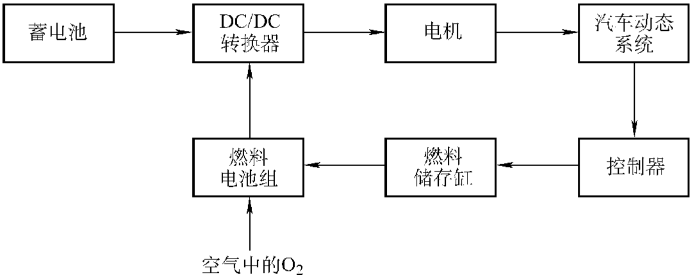


图 10-3　燃料电池/蓄电池混合电力系统的框图

由于燃料电池比较庞大、复杂，因此设计和制造新型样机十分困难[5,6]。因此一个可行的替代方法就是对系统建模，然后进行仿真。燃料电池系统包括转

换器、燃料电池组和 DC/DC（Buck/Boost）或 DC/AC 转换器。电力电子转换器的终端输出是将燃料电池组的低压输出转化后为 DC 电压或 AC 电压。这里将讨论燃料电池系统的电气等效模型，这个模型可以很容易通过计算机软件进行仿真。

在燃料电池的等效电气模型中，一阶时间延迟电路中较长的时间常数代表燃料转换器。类似，燃料电池组同样使用一阶时间延迟电路表示，但是时间常数较小[5]。因此，转换器和燃料电池组的数学模型可以表示如下：

$$\frac{U_{\mathrm{cr}}}{U_{\mathrm{in}}}=\frac{\dfrac{1}{Cr.\,S}}{Rr+\dfrac{1}{Cr.\,S}}=\frac{1}{1+RrCr.\,S} \tag{10-1}$$

$$\frac{U_{\mathrm{cs}}}{U_{\mathrm{in}}}=\frac{\dfrac{1}{Cs.\,S}}{Rs+\dfrac{1}{Cs.\,S}}=\frac{1}{1+RsCs.\,S} \tag{10-2}$$

式中，$RrCr=\tau r$ 是转换器的时间常数，$RsCs=\tau s$ 是燃料电池组的时间常数[5]。等效电路如图 10-4 所示。

通过仿真图 10-4 的等效电路，可以研究系统运行特性。为了得到一个快速的系统响应，DC/DC 或 DC/AC 转换器可以利用其较短的时间常数达到控制的目的。但是，即使时间延迟较长，最终必须对燃料电池进行控制[5]。燃料电池化学模型的输入包括空气（O_2）和氢气（H_2）、冷却水、一定湿度的氧气和氢气以及负载电阻。化学模型的输出包括燃料电池的温度、功率损耗、内部电阻、输出热量、效率、电压和总功率输出[6]。氢气供应过量时，为了避免浪费，一般都会使气体循环流动。

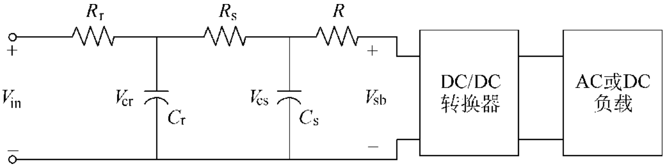


图 10-4　燃料电池系统的等效电路模型

10.3　光伏电池建模

如前所述，由于太阳能电池系统的环境无害性以及来源的无限性，它正作为可再生电源得到广泛研究。尽管 PV 系统有如上提到的优势，但准确建模研究必须考虑到太阳照射强度和 PV 电池表面温度等因素[7]。PV 电池在不同因素条

件下，拥有不同的 i-v 曲线。图 10-5 阐述了燃料电池随着光照水平改变而变化的输出特性曲线。

从图 10-5 可以清晰看出，输出电流随光照强度的增加而增加。图 10-6 描绘了不同电池温度下的 v-i 曲线。

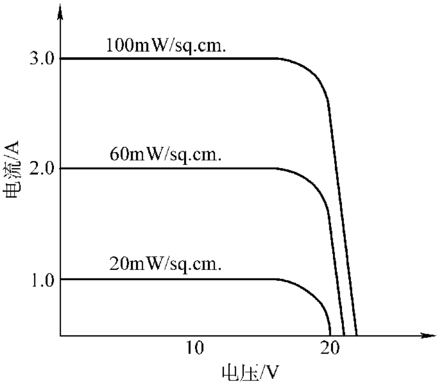


图 10-5　PV 电池随光照水平而变化的典型 i-v 特性曲线

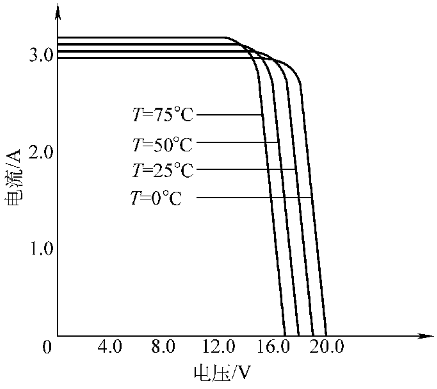


图 10-6　不同电池温度下 PV 电池的典型 v-i 特性曲线

如图 10-6 所描绘的不同电池温度下的输出曲线，在较高的温度水平时，输出电压增大。因此，在对 PV 电池建模时，应特别考虑到这两个特性。

根据上述的参数，下面推导电气等效电路模型。该模型基本上是非线性分布式电路，其中电路元件包括大家熟知的半导体器件，可以用计算机对这个模型进行仿真。

PV 电池可以认为是一个电流源，其电压由两端所连负载决定[8]。典型的 PV 电池等效电路模型如图 10-7 所示。

从图 10-7 可以清晰看出，典型 PV 电池的建模包括各种参数。这些参数如下：

I_L——光电流（A）；

I_{D1}——二极管饱和电流（A）；

I_{D2}——二极管的附件电流（A）；

I_{sh}——分流电流（A）；

R_s——电池串联电阻（Ω）；

R_{sh}——电池并联电阻（Ω）；

I——电池输出电流（A）。

图 10-7 所描绘的模型考虑了各种 P-N 结电池类型的特性参数。从上述电路可以得到如下电流公式：

$$J = J_L - J_{o1}\left\{\exp\left[\frac{q(V + JR_s)}{kT}\right] - 1\right\} - J_{on}\left\{\exp\left[\frac{q(V + JR_s)}{A.\,kT}\right] - 1\right\} - G_{sh}(V + JR_s) \tag{10-3}$$

式中　q 和 k——电荷和 Boltzman’s 常数。

图 10-7 的二极管两端电压可以表达如下：

$$V = V_{oc} - IR_s + \frac{1}{\Delta}\log_n\left\{\frac{\beta(I_{sc} - I) - V/R_{sh}}{\beta I_{sc} - V_{oc}/R_{sh}} + \exp[\Delta(I_{sc}R_s - V_{oc})]\right\} \tag{10-4}$$

式中　β——电压—温度系数（V/℃）。

对于如图 10-7 所示的 PV 电池，R_s 和 R_{sh} 一般是未施加光照时的阻值。因此，这些值可以从电池的暗黑曲线确定。产生的光电流（I_L）由自由电子和空穴的聚集度计算得出。可以表达如下：

$$I_L = qN[\sum f_c(x_N) + \sum f_c(x_p) + 2l] \tag{10-5}$$

式中　$f(x)$——概率分布函数；

N——产生的自由电子和空洞数。

PV 电池的效率如下：

$$\text{Efficiency} = P_{out}/P_{in} = fI_{sc}V_{oc}/P_{in} \tag{10-6}$$

这种计算模型的明显优势是：通过对参数一些小的改变，就可以收集 PV 电池的各种信息进而得到满意的结果[8]。

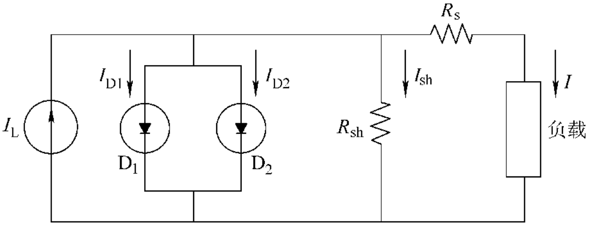


图 10-7　PV 电池的等效电路模型的电路图

10.4　超级电容建模

超级电容（同时也称为双层电容）的工作原理是利用电极和电解液之间接触面上较大容抗的电化学现象[9]。这种类型的电容典型值为 400 ~ 800°F 之间，并且阻值很小（大约 $10^{-3}\Omega \cdot \text{cm}$）[9,10]。这些 UCs（超级电容）的能量密度较高，一般应用于宇航通信、数字移动电话和混合动力汽车。在某些情况下，蓄电池和 UC 并行使用的混合系统具有很多优势，提供了一个很有前景的能量储存

系统。其中一个特别的优势是 UC 可以提供平时必须的能量密度，而蓄电池提供预期的能量密度。本节将会介绍这种混合系统模型。

10.4.1 双层模型

双层 UC 的一个简单电气等效模型如图 10-8 所示，电路参数包括等效串联电阻（ESR）、等效并联电阻（EPR）和总电容。

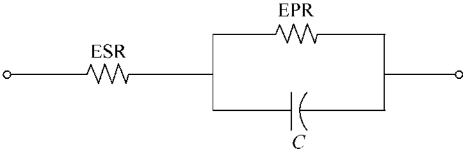


图 10-8　超级电容的电气等效电路

由于图 10-8 的 ESR 是一个损耗参数，因此在放电和充电中很重要，它使得电容发热。另一方面，EPR 存在漏电效应，因此它仅影响电容的长期储存性能[9]。为了简化计算，一般忽略 EPR 参数。忽略 EPR 参数对结果没有很大的影响。因此分析的电路简化为一个理想电容和电容及所接负载并联[9]。因此，电容值可以表示如下：

$$R = n_{\mathrm{s}} \frac{EPR}{n_{\mathrm{p}}} \tag{10-7}$$

式中　R——总电阻；

n_{s}——每一个支路的串联电容数；

n_{p}——电容的并联个数。

而且，总的电容值可以表示如下：

$$C = n_{\mathrm{p}} \frac{C_{\mathrm{rated}}}{n_{\mathrm{s}}} \tag{10-8}$$

式中　C——总的电容值；

C_{rated}——单个电容值。

这个模型可应用于连接 DC/DC 转换器的电路，而转换器恰好为一个恒定功率负载，如图 10-9 所示。

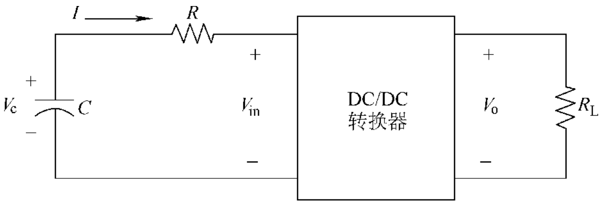


图 10-9　连接恒定功率负载的 UC 的电路图

电容器组运行于独立工作模式，也可以应用于与合适容量的蓄电池并行运行的模式。这种混合工作模式将在下节描述。

10.4.2　蓄电池/超级电容混合模型

将蓄电池和 UCs 并行运行是一种具有很多优势的非常有吸引力的能量储存方式。这种混合系统既使用高能量密度的 UC，同时也使用高能量密度的蓄电池。本节将阐述这种系统的电气等效模型，如图 10-10 所示。

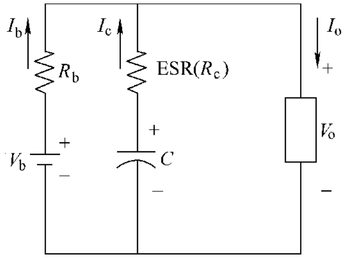


图 10-10　蓄电池/UC 混合系统的等效电路模型

图 10-10 的等效电路模型类似 UC 的模型，包括等效串联电阻（R_c）、电容（C），而 Li-ion 蓄电池可以使用一个串联电阻（R_b）和电池进行简化。R_c 和 C 的值由频率决定，而频率又与 UC 的电极的渗透性相关[10]。在脉冲宽度（T）变化时，UC 的放电率也随之变化，它们的关系可以使用 $f=1/T$ 表示。图 10-10 所示的 V_o 和 I_o 可以用下面的表达式来表示：

$$I_o = I_c + I_b \tag{10-9}$$

$$V_o = V_b - I_b R_{bo} = \left[V_b - \frac{1}{C}\int_0^T I_c \mathrm{d}t\right] - I_c R_c \tag{10-10}$$

式中　I_o 和 V_o——输入负载的电流和电压。

通过两个式子，我们可以根据脉冲电流 I_o 导出电压降 $\Delta V = V_b - V_o$。这个电压降可以表示如下：

$$\Delta V = \frac{I_o R_b R_c}{R_b + R_c + \frac{T}{C}} + \frac{I_o R_b \frac{T}{C}}{R_b + R_c + \frac{T}{C}} \tag{10-11}$$

蓄电池的电流（I_b）和电容的电流（I_c）可以推导出来，进而可以得到它们的比值，表示式如下：

$$\frac{I_c}{I_b} = \frac{R_b}{R_c + \frac{T}{C}} \tag{10-12}$$

可以看出，对于一个长脉冲，I_c 由 C 的值限定。而且，我们可以得出结论：在放电过程中，总电流的 40% ~50% 由 C 提供。通过对这种等效电路模型的计算机仿真，可以看出这样一个事实：需求峰值功率时，UC 提供能量以辅助蓄电池，而在低功率需求时蓄电池对 UC 充电[10]。

由于 UC 较高的能量储存兼容性，因此可以将其应用于功率重复短脉冲的情形，如汽车推进系统。一般情况下，蓄电池和 UC 在加速和超车时对电机和电力电子 DC/AC 逆变器供电，而在减速时通过回馈制动回收能量[11]。嵌入蓄电池和

燃料电池的传动系统最常用的两种拓扑结构如图 10-11a 和图 10-11b 所示。

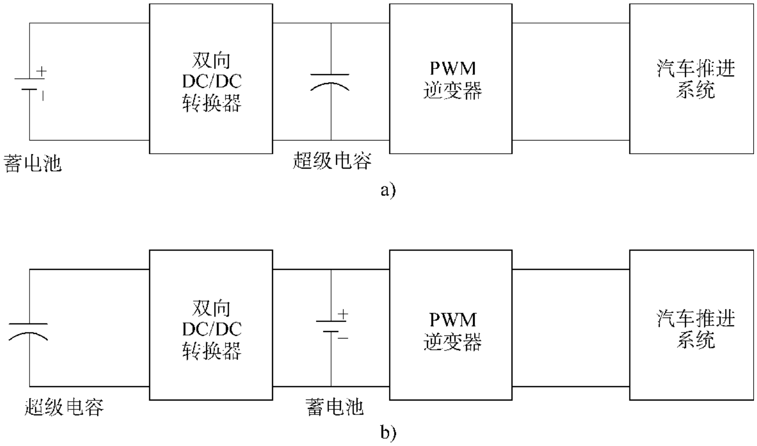


图 10-11 嵌入蓄电池和 UCs 的传动系统的典型拓扑结构

从 10-11a 的拓扑结构中可以清晰看出，UC 组放置于 DC 母线上，而在图 10-11b 的蓄电池放置于 DC 母线上。在这两个拓扑结构中，图 10-11a 中的蓄电池能量必须通过 DC/DC 转换器，导致能量效率下降。另一个值得强调的是图 10-11a 还要求有较高的 UC 电压，这也导致其造价昂贵。因此，人们多半会考虑将图 10-11b 应用于 HEV 领域[11]。在一般的无刷 DC（BLDC）电机驱动电动汽车（EV）推进系统中，使用 UC 组可以得到较宽的调速范围、较好的加速/减速性能和较低的成本。

通过使用具有接近 150～200F/gm 容抗值的碳电极，未来的 UCs 性能可以很容易实现高达 10～20Wh/kg 的能量密度[12]。目前，美国、加拿大、欧洲和日本正对 UCs 展开广泛的研究和研发，大部分对 UCs 研发都集中在电动汽车（EV）、混合动力汽车（HEV）、医学领域和电力系统等领域。

10.5 小结

本章主要讨论了 4 种主要能量储存装置的建模问题，即蓄电电池、燃料电池、光伏电池和超级电容。这些模型的性能可以通过简单的计算机仿真软件进行仿真和验证。另外，本章还分析了各种能量储存装置可以应用的领域，以及建模和仿真的价值。

参考文献

[1] Y-H. Kim and H-D. Ha,“Design of interface circuits with electrical battery models,” IEEE

Trans. On Industrial Electronics, vol. 44, no. 1, pp. 81-86, Feb. 1997.

[2] H. L. Chan and D. Sutanto, "A new battery model for use with battery energy storage systems and electric vehicles power systems," in Proc. 2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Singapore, vol. 1, Jan. 2000, pp. 470-475.

[3] J. Marcos, A. Lago, C. M. Penalver, J. Doval, A. Nogueira, C. Castro, and J. Chamadoira, "An approach to real behavior modeling for traction lead-acid batteries," in Proc. 32nd Annual Power Electronic Specialists Conf., Vancouver, BC, Canada, vol. 2, June 2001, pp. 620-624.

[4] H-G. Jeong, B-M. Jung, S-B. Han, S. Park, and S-H. Choi, "Modeling and performance simulation of power systems in fuel cell vehicles," in Pro. 3rd International Power systems and Motion Control Conf., Beijing, China, vol. 2, Aug. 2000, pp. 671-675.

[5] Y-H. Kim and S-S. Kim, "An electrical modeling and Fuzzy logic control of a fuel cell generation system," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 14, no. 2, pp. 239-244, June 1999.

[6] W. Turner, M. Parten, D. Vines, J. Jones, and T. Maxwell, "Modeling of a PEM fuel cell for use in a hybrid electric vehicles," in Proc. 49th IEEE Vehicular Technology Conf., Amsterdam, Netherlands, vol. 2, Sep. 1999, pp. 1385-1388.

[7] J-H. Yoo, J-S. Gho, and G-H. Choe, "Analysis and control of PWM converter with V-I output characteristics of solar cell," in Proc. 2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Pusan, Kerea, vol. 2, June 2001, pp. 1049-1054.

[8] G. A Vokas, A. V. Machais, and J. L. Souflis, "Computer modeling and parameters estimation for solar cells," in Proc. 6th Mediterranean Electrotechnical Conf., Ljubljana, Slovenia, vol. 1, May 1991, pp. 206-209.

[9] R. L. Spyker and R. M. Nelms, "Double layer capacitor/DC-DC converter system applied to constant power loads," in Proc. 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., Washington, DC, vol. 1, Aug. 1996, pp. 255-259.

[10] J. P. Zheng, T. R. Jow, and M. S. Ding, "Hybrid power sources for pulsed current applications," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 37, no. 1, pp. 288-292, Jan. 2001.

[11] X. Yan and D. Patterson, "Improvement of drive range, accelaeration, and deceleration performance in an electronic vehicle population system," in Proc. 30th Power Electronic Specialists Conf., Charleton, South Carolina, vol. 2, June 1999, pp. 638-643.

[12] A. F. Burke, "Prospects for ultracapacitors in electric and hybrid vehicles," in Proc. 11th Annual Battery Conf. on Applications and Advances, Long Beach, CA, Jan. 1996, pp. 183-188.

第 11 章　高级电机驱动技术在运载工具中的应用

11.1　无刷直流电机

快速半导体开关元件和经济型 DSP 处理器的快速发展彻底改变了调速电机驱动系统的结构。以往要靠复杂机械装置才能完成的速度调节，现在只需软件和控制算法就能完成。这使得驱动系统的成本大大降低，而总体性能却明显提高。无刷直流电机就是这种趋势的一个典范。体积小、效率高并且易于控制，这些特点使得这项新技术在很多调速系统应用中都备受推崇。图 11-1 是直流电机和无刷直流电机的结构示意图。直流电机特有的机械部件，例如换向器和电刷在无刷直流电机中被电子开关元件所取代。

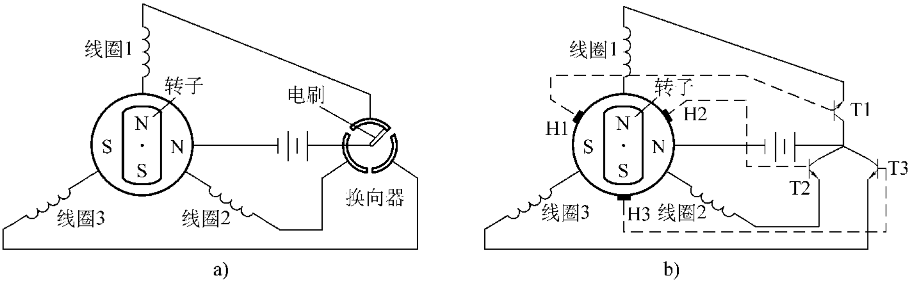


图 11-1　直流电机、无刷直流电机示意图

a）直流电机　b）无刷直流电机

11.1.1　电机结构

无刷直流电机可以按照磁铁在转子上的安放方式进行分类。磁铁可以装在转子表面，也可嵌到转子内部。

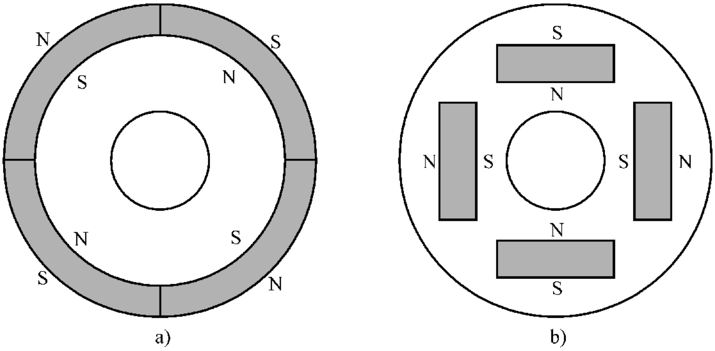
11.1.1.1　表面磁铁式无刷直流电机

表面磁铁式转子如图 11-2a 所示。每一块永磁铁都贴附在转子表面，所以转子结构简单，易于加工。磁铁在转子表面可以斜一定角度以减小脉动转矩。但是，这种结构的转子在高速运转时磁铁可能被甩脱。

11.1.1.2　内置磁铁式无刷直流电机

图 11-2b 是内置磁铁式转子示意图。每一块永磁体都嵌在转子内部。这种结

构的电机不像表面磁铁式电机那样普遍，但是它更适合高速运转。需要注意的是，这种电机由于永磁体被埋在转子内部，产生凸极转子效应，引起定子绕组电感随之变化。因此除了永磁转矩外还有一定的凸极转矩，这一点对于弱磁控制和无传感器控制都有好处。



a)　b)

图 11-2　永磁转子剖面图

a）表面磁铁式永磁转子　b）内置磁铁式永磁转子

11.1.1.3　电机分类

按照反电势波形的形状，无刷直流电机驱动可以分为两类：一类是梯形波，一类是正弦波。

1. 梯形波反电势

梯形波无刷直流电机的反电势波形被设计成梯形形状。理想的梯形波电机具有如下特点：

1）气隙磁通呈矩形分布；

2）电流波形为矩形；

3）集中式定子绕组。

定子磁场由 120°宽的准方波电流产生，在其两侧 60°电角度的范围内电流为零。相比于正弦波反电势电机，方波定子励磁电流和梯形波反电势有助于简化控制系统。尤其是转子位置传感器得到大大简化，因为每个周期只需要检测六个换向点。图 11-3 为梯形波反电势无刷直流电机的定子绕组结构。

三相无刷直流电机驱动的等效电路图、梯形波反电势、定子电流和霍尔传感器信号如图 11-4a 和图 11-4b 所示。图中

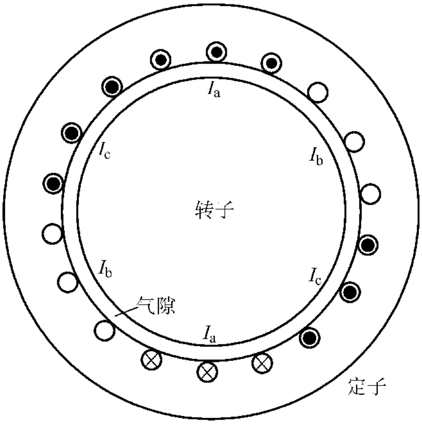
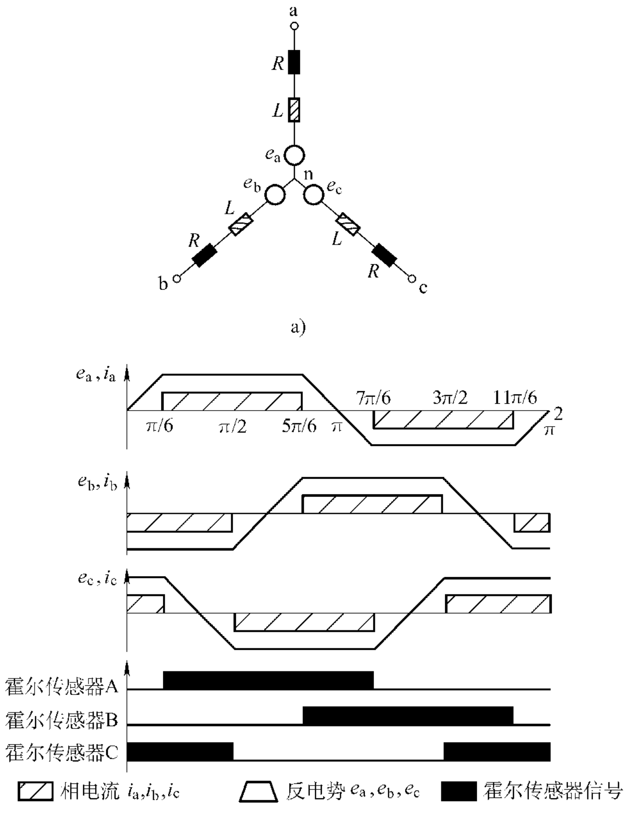


图 11-3　梯形波反电势无刷直流电机的定子绕组

的反电势（e_a，e_b 和 e_c）是指相电势，是由气隙中的径向永磁磁通以转子转速交链定子绕组产生的。定子绕组是标准的三相整距、集中绕组，三相反电势波形互差120°电角度。定子电流120°导通、60°关断，因此每相电流在360°周期内只有2/3的时间流通。为了用最大的转矩/电流驱动电机，有必要将相电流脉冲和该相的反电势脉冲做成同步。这和传统的同步电机运行方式有所不同。传统的同步电机不需要检测转子位置。因此无刷直流电机也称为自同步电机。



a)

b)

图 11-4

a）三相等效电路 b）反电势、电流及霍尔传感器信号

2. 正弦波反电势

正弦波无刷直流电机的反电势波形被设计成正弦形。理想的矩形波电机具有如下特点：

1）气隙磁通呈正弦分布；

2）电流波形为正弦形；

3）分布式定子绕组。

这类电机最基本的特征是由转子磁铁旋转在定子每相绕组中产生的反电势是转子角度的正弦函数。正弦波无刷直流电机的定子相电流类似于交流同步电动机的定子电流。定子电流旋转磁势类似于同步电动机的旋转磁势，因此，我们可以采用相量图来分析。图 11-5 为正弦波无刷直流电机的绕组分布。

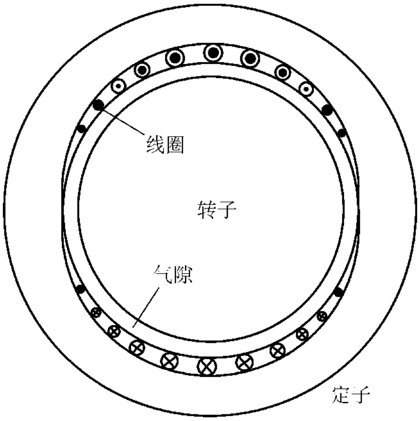


图 11-5　正弦波无刷直流电机绕组

11. 1. 2　无刷直流电机的控制

11. 1. 2. 1　无刷直流电机驱动分析

无刷直流电机驱动分析基于如下假设和简化条件：

1）电机不饱和；

2）定子三相绕组电阻相等，自感互感为常数；

3）逆变器中的功率开关器件为理想状态；

4）忽略定子铁耗。

基于上述假设，无刷直流电机可以表示为：

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \tag{11-1}$$

式中　e_a、e_b 和 e_c——反电势；

L——定子每相自感，$L-M=L_s$。

电磁转矩为

$$T_e = \frac{1}{\omega_r}(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \tag{11-2}$$

T_e 和负载转矩的相互作用决定了电机转速：

$$T_e = T_L + J\frac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t} + B\omega_r \tag{11-3}$$

式中　T_{L}——负载转矩；

J——总的转动惯量；

B——摩擦系数。

参照图 11-6 的等效电路用拉普拉斯变化表达的系统方程可写为：

$$V_{\mathrm{t}}(s)=E_{\mathrm{s}}(s)+(R_{\mathrm{s}}+sL_{\mathrm{s}})I_{\mathrm{s}}(s) \tag{11-4}$$

$$E_{\mathrm{s}}(s)=k_{\mathrm{E}}\omega_{\mathrm{r}}(s) \tag{11-5}$$

$$T_{\mathrm{e}}(s)=k_{\mathrm{T}}I_{\mathrm{s}}(s) \tag{11-6}$$

$$T_{\mathrm{e}}(s)=T_{\mathrm{L}}(s)+(B+sJ)\omega_{\mathrm{r}}(s) \tag{11-7}$$

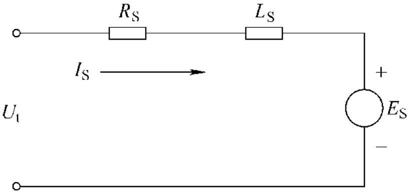


图 11-6　无刷直流电机的简化等效电路

由上述公式可得驱动系统的传递函数：

$$\omega_{\mathrm{r}}(s)=\frac{k_{\mathrm{T}}}{(R_{\mathrm{s}}+sL_{\mathrm{s}})(sJ+B)+k_{\mathrm{T}}k_{\mathrm{E}}}V_{\mathrm{t}}(s)-\frac{R_{\mathrm{s}}+sL_{\mathrm{s}}}{(R_{\mathrm{s}}+sL_{\mathrm{s}})(sJ+B)+k_{\mathrm{T}}k_{\mathrm{E}}}T_{\mathrm{L}}(s) \tag{11-8}$$

电气时间常数和机械时间常数的物理意义是：

1）电气时间常数反映了恒转速时，电枢电流响应端电压的变化所用的时间；

2）机械时间常数反应了转速响应电机转矩变化所用的时间。

11.1.2.2　无刷直流电动机驱动

图 11-7 为典型无刷直流电动机驱动位置和速度控制框图。如果只需要速度控制，那么位置控制器和位置闭环可以省略。通常，位置和速度反馈变换器对于高性能位置控制器而言是必不可少。没有速度传感器的位置传感器必须通过位置信号的微分获取速度。这种做法将增大模拟系统中的噪声。在数字系统中，这通常不是什么问题。但是位置和速度控制的无刷直流电机需要位置传感器，或者其他获取位置信息的措施。

很多高性能应用采用带有电流反馈的转矩控制。至少，需要直流母线电流反馈来保护驱动系统和电机，以防过电流。控制单元中的“位置控制器”、“速度控制器”和比例—积分控制器或者更高级的控制器（如人工智能控制器）一样，都是经典控制器。电流控制器和序列器为三相逆变器提供合理的序列门级信号。比较传感电流和参考电流，通过磁滞控制法或其他方法可实施电流控制。根据转子位置信息，类似于传统直流电机机械换向，序列器触发逆变器电子换向。定子每相绕组的换向角由单位电流安培数产生最大转矩来选择。

位置传感器通常是 3 只霍尔效应传感器或者光编解码器，也可以是分解器。相对于转子位置，电流脉冲可以发生超前相移。由于电气时间常数的影响，超前相角是需要的，因为电流建立需要一定时间。高速时，建立电流的时间缩短。而且，随着转速增加，逐渐增大的反电势将抵消电流的增加。这称为无刷直流电流的弱磁运行。和直流电机弱磁运行一样，这种运行的问题是每电流安培数

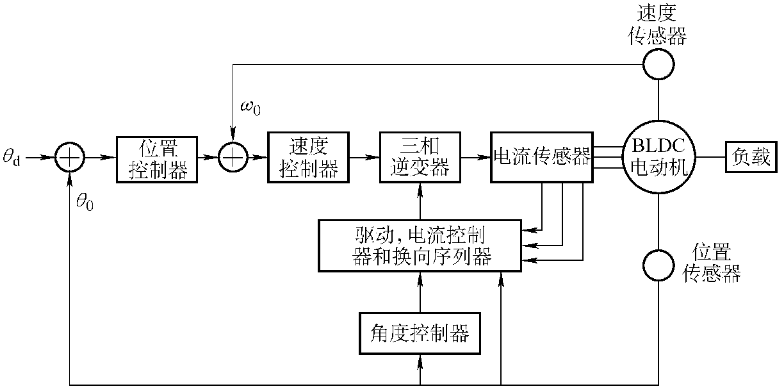


图 11-7　无刷直流电机经典速度和位置控制框图

产生的驱动转矩较低。

11.1.3　无传感器技术

无刷直流电机无传感器运行可参见文献［1～47］。无传感器技术可分为以下几类：

1）利用检测到的电流、电压、电机基本方程和算术运算；

2）利用观测器；

3）利用反电势。

11.1.3.1　利用可测量变量和数学运算的方法

这种方法又可细分为两个子类：①利用已测量的电压和电流计算磁链；②通过模型预测电压和电流，并与实测值比较，由二者之插值推算位置变化。第一子类可参见文献［1～8］。首先从电机的电压入手：

$$\boldsymbol{V} = \boldsymbol{R}\boldsymbol{i} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{\psi} \tag{11-9}$$

式中　$\boldsymbol{V}$ 和 $\boldsymbol{i}$——电压矢量和电流矢量；

$\boldsymbol{R}$——阻抗矩阵；

$\boldsymbol{\psi}$——磁链矢量。

式（11-9）又可写为：

$$\psi = \int_0^t (V - Ri)\,\mathrm{d}\tau \tag{11-10}$$

根据初始位置、电机参数、磁链与转子位置之间的对应关系，可以估算出转子位置。由式（11-10）计算磁链的变换率，就可确定转速。磁链计算法的优点是计算中使用的是线电压，因此电机无需中线。大多数无刷直流电机都是无中线的 Y 型连接。

第二子类可参见文献［9～12］。这种方法首先建立一个准确的 d-q 模型，根据测量到的电流通过 dq 变换，获取模型的输出电压，并与测量值和变换值进行比较。所得差值与模型坐标系和实际坐标系的参考角之差成正比，由此可获得相对于实际坐标系的转子位置。反之，利用测量到的电压可获得电流差值。无论哪种情况，测量值和计算值之差都作为转子位置新方程的增益。

11.1.3.2　利用观测器的方法

这些方法借助于观测器确定转子位置和速度。其中最常用的是著名的卡尔曼滤波器。相关研究最早出现在 M. Schroedl 1988 年的论文中。在文章中，M. Schroedl 通过各种不同方法测量系统电压和电流，由此粗略估算转子位置。卡尔曼滤波器可提高位置和转速的估算精度。除此之外，观测器模型还包括非线性观测模型[27～29]、全阶观测模型[2,30,31]及滑移观测模型[1,10,32]。

和系统模型一样，观测器模型的输入为实际模型的输入和输出。通常将系统状态作为输出，观测状态（全部或部分）可像闭环控制中的实测状态一样反馈给系统。全阶观测器和设计者对特征值的选择有关。特征值一般选的比实际值略快，所以时间的增加，状态估算误差趋于零。如果观测器特征值比实际值大一个数量级，估算值可以在非常短的时间内收敛于实际值[24]。

参考文献［1，32，34］用降阶观测器估算反电势，由此推算位置和转速。在参考文献［29］中，转子位置和速度是作为非线性降阶观测器输出直接估算的。滑模观测器是滑模控制的衍生，利用开关函数控制状态估算误差在滑面上的轨迹最终趋向于零[35]。在参考文献［36，37］中，滑模观测器基于对 dq 变换定子电流的观测。由电流估算值推算反电势，进而获得转速和位置。

11.1.3.3　利用反电动势传感的方法

1. 端电压传感

无刷直流电机正常运行时，相反电势波形顶端平坦的部分和相电流是对齐的。变换器的换相时刻可由反电势的过零点和与速度有关的时间延迟推断，由此获得换流时刻。无刷直流电机的气隙磁密波形为方波，对应的反电势为梯形波。通过监测反电势波形的间隔，可以检测到过零点。为产生合理的开关方式，端电压通过低通滤波器滤波，产生接近 90°的相位延迟。当滤波器端电压与中性点电压相交时，该相反电势为零。对应于相交点，在比较器输出侧发生跃变。解码比较器的输出可获得逆变器开关的选通信号。

由于反电势与转子转速成正比，当转子静止时反电势为零，因此可利用端电压传感方法在低速时获取开关方式。转速增加时，平均端电压增加，励磁开关频率亦增加。滤波器的容性阻抗随着激励频率的变化而变化，换相时刻产生延时，此延时与速度有关。阻抗变化使得电流和反电势及气隙中的定子磁场不再一致。为避免电机高速运行时这种不一致可能存在的问题，电机通常运行在

1000～6000r/min。

总之，对稳态运行而言，寻找过零点是个好方法，但是不宜在很宽的速度范围内使用。

2. 三次谐波反电动势传感法

除了上述基本反电势传感法，亦可采用三次谐波反电势来确定Y形联结、电流彼此互差120°导通模式下的开关常数[40]。这种方法不如寻找基波过零点灵敏，因为频率是基波的三倍。滤波器输出相角主要由滤波器电容电抗决定。

无刷直流电机的 A 相端电压可表述为：

$$v_{\mathrm{a}} = Ri_{\mathrm{a}} + L_{\mathrm{s}}\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{a}}}{\mathrm{d}t} + e_{\mathrm{a}} \tag{11-11}$$

反电动势 e_{a} 由一系列谐波分量构成：

$$e_{\mathrm{a}} = E(\cos\omega_{\mathrm{e}}t + k_3\cos3\omega_{\mathrm{e}}t + k_5\cos5\omega_{\mathrm{e}}t + k_7\cos7\omega_{\mathrm{e}}t + \cdots) \tag{11-12}$$

端电压的三次谐波分量由以下各端电压的和构成：

$$v_{\mathrm{as}} + v_{\mathrm{bs}} + v_{\mathrm{cs}} = 3Ek_3\cos3\omega_{\mathrm{e}}t + v_{\text{high freq.}} = v_3 + v_{\text{high freq.}} \tag{11-13}$$

由于只有零序电流分量可以在中线中流过，故端电压中只包含三阶分量。这个电压主要由三次谐波构成，而不需要太多滤波器。通过积分，可求出三次谐波磁链：

$$\lambda_{\mathrm{r3}} = \int v_3\mathrm{d}t \tag{11-14}$$

三次谐波磁链之后三次反电势30°。三次磁链的过零点与无刷直流电机的换流时刻对应。和基波过零方法相比，三次谐波方法适用于更宽的速度范围，不会产生太大的相移，而且不需要太多的滤波器。

3. 续流二极管导通法

这种方法用反电势过零点的间接传感法获取无刷直流电机的换相时刻[41]。在120°导通 形联结的无刷直流电机中，总有一相是开路状态。在该相开路后的很短时间内，由于绕组的电感效应，仍有电流通过续流二极管流过。该相电流一直持续到换流间隔的中途才彻底变为零，此时该开路相的反电势亦为零。这种方法最大的不足在于需要为续流二极管比较电路提供6个额外的独立电源。

4. 反电势积分法

这种方法通过对开路相的反电势进行积分提取转子位置信息[42～45]。当开路相反电势过零时，分压器积分环节开始工作。在换相时刻设置阈值结束积分。因为假设反电势从正到负为线性变化（假设反电势波形为梯形），而且梯形斜边的斜率与速度密切相关，那么在整个调速范围内阈值电压始终保持不变。必要时可调节阈值使电流超前电压。当积分值达到阈值时，积分器的输出以零复位。

总之，积分方法对开关噪声不敏感，可以自动调节适应转速变化；但是其

低速性能不好。采用这种无传感器技术，转速最大可达3600r/min[45]。

11.1.4　车用无刷直流电机的优缺点

无刷直流电机的优点包括：

1）效率高：无刷直流电机是所有电动机中效率最高的。这是因为永磁电机没有转子励磁铜耗。另外省去了机械换向器和电刷，减小了机械摩擦损耗，使得效率更高。

2）体积小：选用高磁能积密度永磁体，无刷电机磁通密度增加，转矩增加。在相同出力的情况下，电机体积大大减小。

3）易于控制：无刷直流电机的控制性能可以和直流电机相媲美。控制变量容易得到并且在所有工况下均为常数。

4）散热好：无刷直流转子侧没有电流，因此无转子铜耗。故只需考虑定子散热。相比于转子，定子是静止部件而且位于电机的外缘，因此散热相对容易。

5）免维护、寿命长、可靠性高：由于取消了电刷和机械换向器，因而不用定期维护，也消除了由于这些部件经常损坏引起的故障。电机的使用寿命只和绕组绝缘、轴承以及永磁体的寿命有关。

6）噪声低：电换向替代了机械换向，因而也就没有了由于机械换向引起的噪声。电换向器的高频噪声是人耳听不到的。

无刷直流电机的缺点包括：

1）成本：稀土永磁材料价格较高。

2）恒功率范围：宽广的功率范围对获得高系统效率至关重要。无刷直流电机最大转速无法超过两倍基速。

3）安全：在电机安装过程中，铁屑类物质容易吸附到永磁体的表面。如果车辆在事故中车轮空转，电机仍会在永磁体激励下继续旋转，电机输出端的高电压有可能伤及乘客和救援者。

4）永磁体退磁：反向磁势和高温有可能使永磁体退磁。每种永磁材料的退磁磁势大小不同。无刷直流电机必须特别注意冷却问题，尤其对于结构特别紧凑的设计。

5）高速运行能力：表贴式永磁电机的转速不宜太高。因为离心力过大有可能导致永磁体被甩脱。

6）逆变器故障：逆变器发生短路故障时，旋转的转子在定子短路绕组中持续感应电动势，绕组中产生非常大的环流，激增的电磁转矩易使转子发生堵转。一个或多个车轮堵转是不可忽视的。如果后轮堵转前轮旋转，车辆将失控行进。如果前轮堵转后轮旋转，驾驶员无法控制车辆行驶方向。如果只有一个车轮堵转，偏心转矩将引起车辆侧偏，同样难以控制。除了对车辆产生影响，大电流

还有可能使永磁体退磁，甚至完全损坏永磁体。

无刷直流电机的开路故障对车辆稳定性不构成直接威胁。问题是开路会引起电机无法控制。由于永磁体无法控制，因此很难控制无刷直流电机减小故障的影响。当电机恒功率运行时，这个问题尤为重要。在恒功率区域，弱磁性质的定子磁场允许电机高速运转。如果定子磁场消失，永磁磁场在绕组中产生的激增电动势可能给电子设备或乘客带来伤害。

11.2　开关磁阻电机

11.2.1　基本原理

开关磁阻电机简单、坚固、工作可靠。凸极式的定子铁心，嵌放集中式励磁绕组；转子凸极无绕组无永磁体。典型三相 6/4 极开关磁阻电机如图 11-8 所示。其中，定转子分别为 6 极和 4 极。定子线圈直接绕在定子磁极上，空间上相对的磁极线圈相互串联，形成一相绕组。相对磁极下的磁路磁阻随着转子位置做周期变化。当转子磁极和定子磁极正好一致时，磁路磁阻最小，定子线圈电感最大；反之当转子磁极和定子磁极正好错开时，磁路磁阻最大，定子线圈电感最小。

图 11-9 为定子自感随转子位置变化曲线。曲线中，平坦部分是由定转子磁极宽度不一致引起的。这种设计通常是为了避免或减小退磁时的负转矩。一般来讲，定子磁极稍窄，以便绕组容易嵌放。如果电流流经定子绕组，该相的定子电感增加，随之产生正的脉冲转矩。当定转子磁极完全错开时，绕组电压为正，对应的电感最低，电流的增加率最大。在转子磁极和定子齿相对的区域（电感上升区），在电流斩波调节器的协助下电流通常可以维持恒定。在这个区域，电机产生切向力，试图拉动定转子磁极相对。当转子磁极和定子磁极相对时，相电流换向。在相对的区域，磁力试图通过拉动相对的磁极以减小气隙。此时定子受压应力，而转子受拉应力。如果电流减到零或者电感开始降低就可避免负转矩。随着转子位置的变化同步控制定子电流的导通与关断就可维持转子旋转。理想的电流、电感和转矩如图 11-10 所示。

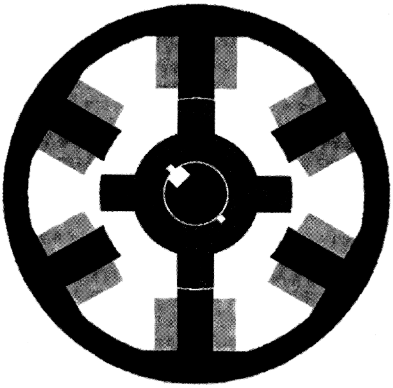


图 11-8　6/4 极开关磁阻电机剖面图

图 11-11 为磁通—电流曲线。其中 ω_f 为磁场储能，$\widetilde{\omega}'$为磁共能。

$$co - energy = \widetilde{\omega}' = \int_0^i \varphi \mathrm{d}i \tag{11-15}$$

任意转子位置的每相转矩：

$$T = \left[\frac{\partial \widetilde{\omega}'}{\partial \theta}\right] \tag{11-16}$$

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}\theta} \tag{11-17}$$

因为转矩正比于电流的二次方，所以电流的正负不影响转矩。转矩只与电感曲线的斜率有关。斜率为正时电机处于电动机状态，斜率为负时电机处于发电机状态。这意味着一台电机即可作电动机又可作发电机运行。

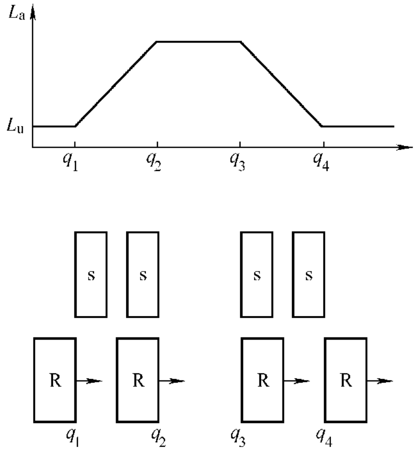


图 11-9　理想电感分布

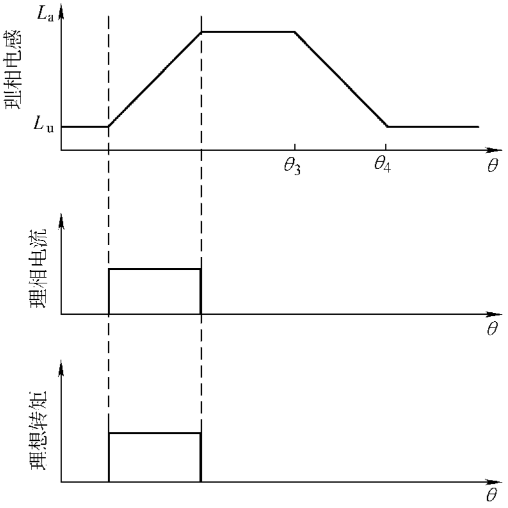


图 11-10　电动机模式下理想电感和转矩模型

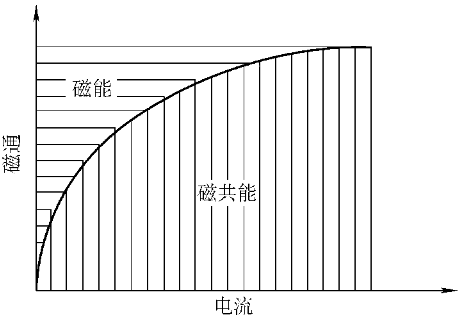


图 11-11　磁通—电流特性曲线

11.2.2　转矩—转速特性及其控制

图 11-12 给出了转矩—转速特性曲线。可将转矩—转速平面分为 5 个区域。在基速以下，转矩恒定；基速（ω_b）是获得最大功率的最小转速。在这个区域内，可灵活进行电流控制或者磁滞控制，以获得理想的电机性能。控制参数有 I_{max}、θ_{on}和 θ_{off}。采用磁滞控制时，我们定义 I_{max}和 I_{min}或者 ΔI。ΔI 减小，开关频率增加。需要注意的是极低转速（区域 1 和 2）时，运动反电势远小于母线电压以至于可以忽略。随着转速增加，运动反电势迅速增大，必须增加电流的关断角获得最大平均转矩。磁滞电流控制比较简单，开关频率可变。剩余电流纹波如图 11-13 所示。

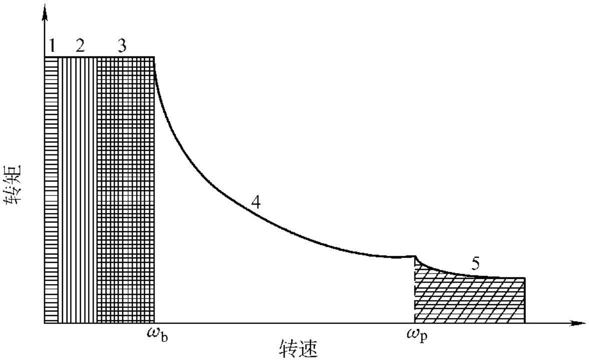


图 11-12　SRM 的转速—转矩特性

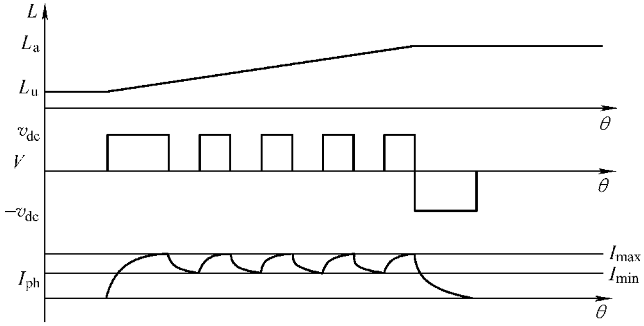


图 11-13　SRM 的磁滞电流控制

如果转速继续增加，运动反电势大于母线电压，电机运行于单脉冲模式下。此时，受反电势的限制，电流永远不会达到额定值。因此电流控制是不可能的，只有通过调节 θ_{on}和 θ_{off}才能获得最优转矩。通常，高速运行需要在定转子磁极完全错开前增加开通角（见图 11-14）。在这个区域，转矩与转速成反比，所以，

这个区域亦称为“恒功率区”。在恒功率区进一步增加转速，在线计算转子位置的时间将受到限制。定子相的同步导通将导致定子磁轭非正常的磁场分布。这种运行模式成为“超高速运行”（区域5）。需要注意的是，这种运行模式可终止所有定子相电流的连续导通。

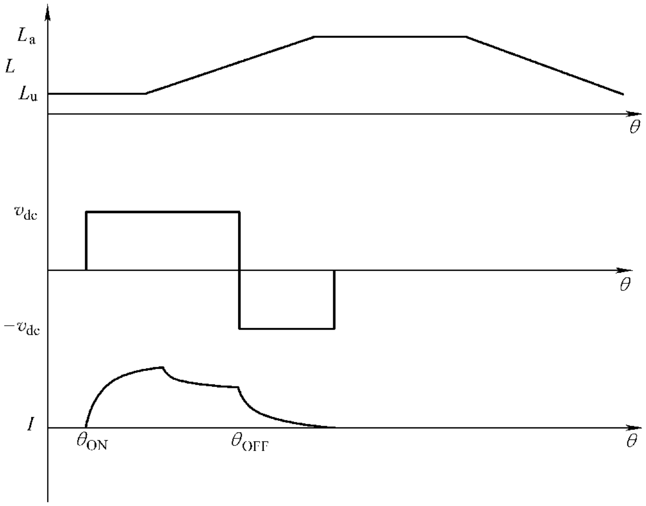


图 11-14　SRM 的单脉冲运行

11.2.3　电力电子驱动

开关磁阻电机依靠磁阻转矩工作，这点和常规的绕线式同步电机、表贴式永磁电机及异步电机有所不同。SRM 是定子绕组独立的双凸极磁阻电机。转子通常采用叠片制成，无转子绕组。定转子极数不等，通常三相系统的定转子极数比为6/4 或12/8，四相是8/6。由于转子无绕组，因此磁阻电机结构简单，易于制造，转动惯量低，可以高速运行。

既然转子没有铜损耗，自然不用像异步电机一样处理棘手的转子冷却问题。SRM 通常价格低廉、结构简单。而且由于单极励磁，每相最少只需要一个开关，增加了安全性，适合在危险环境运行。SRM 驱动不产生或产生非常小的开路电压，没有短路电流，而且SRM 不会出现直通故障，故SRM 可靠性高。常用SRM 变换器（经典变换器）的电路示意图如图11-15 所示。

由于转子转动惯量小、结构简单，SRM 电机具有加速快、可以超高转速运行的特征。从零转速到额定转速，SRM 都可以工作在恒转矩模式下。超过额定转速，电机恒功率运行。恒功率的范围和电机设计及控制有关。非恒功率运行直到最大转速，电机工作于自然模式，转矩随着速度的二次方下降。由于调速范围宽，SRM 特别适于做推进系统的拖动电机。

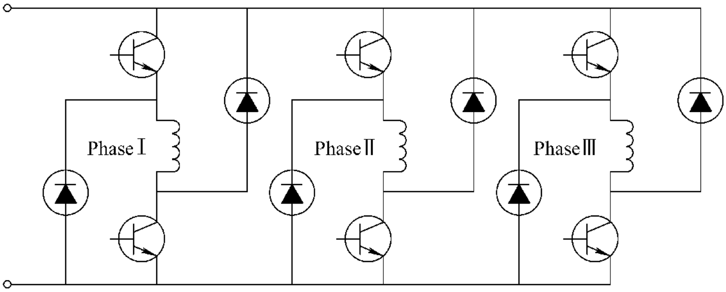


图 11-15　经典 SRM 变换器

参 考 文 献

[1] T. Senjyu and K. Uezato, "Adjustable speed control of brushless DC motors without position and speed sensors," in Proc. IEEE/IAS Conf. on Industrial Automation and Control: Emerging Technologies, 1995, pp. 160-164.

[2] A. Consoli, S. Musumeci, A. Raciti, and A. Testa, "Sensorless vector and speed control of brushless motor drives," IEEE Trans, on Industrial Electronics, vol. 41, pp. 91-96, Feb. 1994.

[3] P. Acarnley, "Sensorless position detection in permanent magnet drives," IEE Colloquium on Permanent Magnet Machines and Drives, pp. 10/1-10/4, 1993.

[4] T. Liu and C. Cheng, "Adaptive control for a sensorless permanentmagnet synchronous motor drive," IEEE Trans, on Aerospace and Electronic Systems, vol. 30, pp. 900-909, July 1994.

[5] R. Wu and G. R. Slemon, "A permanent magnet motor drive without a shaft sensor," IEEE Trans, on Industry Applications, vol. 27, pp. 1005-1011, Sep. /Oct. 1991.

[6] T. Liu and C. Cheng, "Controller design for a sensorless permanent magnet synchronous drive system," IEE Proc. -B, vol. 140, pp. 369-378, Nov. 1993.

[7] N. Ertugrul, P. P. Acarnley, and C. D. French, "Real-time estimation of rotor position in PM motors during transient operation," in Proc. IEE Fifth European Conf. on Power Electronics and Applications, 1993, pp. 311-316.

[8] N. Ertugrul and P. Acarnley, "A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors," IEEE Trans, on Industry Applications, vol. 30, pp. 126-133, Jan. /Feb. 1994.

[9] T. Takeshita and N. Matsui, "Sensorless brushless DC motor drive with EMF constant identifier," in Proc. IEEE Conf. on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, vol. 1, 1994, pp. 14-19.

[10] N. Matsui and M. Shigyo, "Brushless DC motor control without position and speed sensors," IEEE Trans, on Industry Applications, vol. 28, pp. 120-127, Jan. /Feb. 1992.

[11] N. Matsui, "Sensorless operation of brushless DC motor drives," in Proc. IEEE Conf. on In-

dustrial Electronics, Control, and Instrumentation, vol. 2, Nov. 1993, pp. 739-744.

[12] N. Matsui, "Sensorless PM brushless DC motor drives," IEEE Trans, on Industrial Electronics, vol. 43, pp. 300-308, April 1996.

[13] M. A. Hoque and M. A. Rahman, "Speed and position sensorless permanent magnet synchronous motor drives," in Proc. 1994 Canadian Conf. on Electrical and Computer Engineering, vol. 2, Sep. 1994, pp. 689-692.

[14] H. Watanabe, H. Katsushima, and T. Fujii, "An improved measuring system of rotor position angles of the sensorless direct drive servomotor," in Proc. IEEE 1991 Conf. on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1991, pp. 165-170.

[15] J. S. Kim and S. K. Sul, "New approach for the low speed operation of the PMSM drives without rotational position sensors," IEEE Trans, on Power Electronics, vol. 11, pp. 512-519, 1996.

[16] A. H. Wijenayake, J. M. Bailey, and M. Naidu, "A DSP-based position sensor elimination method with on-line parameter identification scheme for permanent magnet synchronous motor drives," IEEE Conf. Record of the 13th Annual IAS Meeting, vol. 1, 1995, pp. 207-215.

[17] H. Watanabe, S. Miyazaki, and T. Fujii, "Improved variable speed sensorless servo system by disturbance observer," 16th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics Society, vol. 1, pp. 40-45, 1990.

[18] J. Oyama, T. Abe, T. Higuchi, E. Yamada, and K. Shibahara, "Sensorless control of a half-wave rectified brushless synchronous motor," Conf. Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conf. , vol. 1, pp. 69-74, 1995.

[19] J. S. Kim and S. K. Sul, "New approach for high performance PMSM drives without rotational position sensors," IEEE Conf. Proc. 1995, Applied Power Electronics Conf. and Exposition, vol. 1, pp. 381-386, 1995.

[20] M. Schrodl, "Digital implementation of a sensorless control algorithm for permanent magnet synchronous motors," Proc. Int'l. Conf. "SM 100", ETH Zurich (Switzerland), pp. 430-435, 1991.

[21] M. Schrodl, "Operation of the permanent magnet synchronous machine without a mechanical sensor," IEE Proc. Int'l. Conf. on Power electronics and Variable Speed Drives, pp. 51-56, July 1990.

[22] M. Schrodl, "Sensorless control of permanent magnet synchronous motors," Electric Machines and Power Systems, vol. 22, pp. 173-185, 1994.

[23] B. J. Brunsbach, G. Henneberger, and T. Klepsch, "Position controlled permanent magnet excited synchronous motor without mechanical sensors," IEE Conf. on Power Electronics and Applications, vol. 6, pp. 38-43, 1993.

[24] R. Dhaouadi, N. Mohan, and L. Norum, "Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor," IEEE Trans, on Power Electronics, vol. 6, pp. 491-497, July 1991.

[25] A. Bado, S. Bolognani, and M. Zigliotto, "Effective estimation of speed and rotor position

of a PM synchronous motor drive by a Kalman filtering Specialist Conf. , vol. 2, pp. 951-957, 1992.

[26] M. S. Santini, A. R. Stubberud, and G. H. Hosteller, Digital Control System Design, New York: Saunders College Publishing, 1994.

[27] K. R. Shouse and D. G. Taylor, "Sensorless velocity control of permanent-magnet synchronous motors," Proc. of the 33rd Conf. on Decision and Control, pp. 1844-1849, Dec. 1994.

[28] J. Hu, D. M. Dawson, and K. Anderson, "Position control of a brushless DC motor without velocity measurements," IEE Proc. on Electronic Power Applications, vol. 142, pp. 113-119, March 1995.

[29] J. Solsona, M. I. Valla, and C. Muravchik, "A nonlinear reduced order observer for permanent magnet synchronous motors," IEEE Trans, on Industrial Electronics, vol. 43, pp. 38-43, Aug. 1996.

[30] R. B. Sepe and J. H. Lang, "Real-time observer-based (adaptive) control of a permanent-magnet synchronous motor without mechanical sensors," IEEE Trans, on Industry Applications, vol. 28, pp. 1345-1352, Nov. /Dec. 1992.

[31] L. Sicot, S. Siala, K. Debusschere, and C. Bergmann, "Brushless DC motor control without mechanical sensors," IEEE Power Electronics Specialist Conf. , pp. 375-381, 1996.

[32] T. Senjyu, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless vector control of brushless DC motors using disturbance observer," PESC'95 Record, 26lh Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf. , vol. 2, pp. 772-777, 1995.

[33] R. Bronson, Matrix Methods-An Introduction, New York: Academic Press, Inc. , 1991.

[34] J. Kim and S. Sul, "High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer," Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conf. , vol. 1, pp. 75-82, 1995.

[35] Y. Kim, J. Ahn, W. You, and K. Cho, "A speed Sensorless vector control for brushless DC motor using binary observer," Proc. of the 1996 IEEE IECON 22nd Int'l. Conf. on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, vol. 3, pp. 1746-1751, 1996.

[36] T. Furuhashi, S. Sangwongwanich, and S. Okuma, "A position-andvelocity Sensorless control for brushless DC motors using an adaptive sliding mode observer," IEEE Trans, on Industrial Electronics, vol. 39, pp. 89-95, April 1992.

[37] Z. Peixoto and P. Seixas, "Application of sliding mode observer for induced e. m. f, position and speed estimation of permanent magnet motors," IEEE Conf. Proc. of IECON, pp. 599-604, 1995.

[38] J. Hu, D. Zhu, Y. Li, and J. Gao, "Application of sliding observer to sensorless permanent magnet synchronous motor drive system," IEEE Power Electronics Specialist Conf. , vol. 1, pp. 532-536, 1994.

[39] K. lizuka, H. U/uhashi, and M. Kano, "Microcomputer control for sensorless brushless motor," IEEE Trans, on Industry Applications, vol. IA-27, pp. 595-601, May/June 1985.

[40] J. Moreira, "Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating

in a wide speed range," IEEE Trans, on Industry Applications Society, vol. 32, pp. 401-407, Nov. /Dec. 1996.

[41] S. Ogasawara and H. Akagi, "An approach to position sensorless drive for brushless DC motors," IEEE Trans, on Industry Applications, vol. 27, pp. 928-933, Sep. /Oct. 1991.

[42] T. M. Jahns, R. C. Becerra, and M. Ehsani, "Integrated current regulation for a brushless ECM drive," IEEE Trans, on Power Electronics, vol. 6, pp. 118-126, Jan. 1991.

[43] R. C. Becerra, T. M. Jahns, and M. Ehsani, "Four-quadrant sensorless brushless ECM drive," IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition, pp. 202-209, March 1991.

[44] D. Regnier, C. Oudet, and D. Prudham, "Starting brushless DC motors utilizing velocity sensors," Proc. of the 14th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, Champaign, Illinois: Incremental Motion Control Systems Society, pp. 99-107, June 1985.

[45] D. Peters and J. Harth, "I. C. s provide control for sensorless DC motors," EDN, pp. 85-94, April 1993.

[46] J. P. Johnson, "Synchronous-misalignment detection/correction technique of sensorless BLDC control," Ph. D. Dissertation, Texas A&M University, 1998.

[47] J. R. Hendershot and T. J. E. Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Oxford, 1994.

[48] T. J. E. Miller and J. R. Hendershot, Switched Reluctance Motors & Their Controls, Magna Physics Publishing, Madison, WI, 1993.

[49] R. Krishnan, Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications, CRC Press, 2001.

[50] M. Barnes and C. Pollock, "Power electronic converters for switched reluctance drives," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, pp. 1100-1111, Nov. 1998.

[51] V. R. Stefanovic and S. Vukosavic, "SRM inverter topologies: a comparative evaluation," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, pp. 1034-1047, Nov. /Dec. 1991.

[52] K. W. E. Cheng, D. Sutanto, C. Y. Tang, X. D. Xue, and Y. P. B. Yeung, "Topology analysis of switched reluctance drives for electric vehicle," in Proc. 81 International Power Electronics and Variable Speed Drives Conf. , 2000, pp. 512-517.

[53] B. Fahimi, G. Suresh, J. Mahdavi, and M. Ehsani, "A new approach to model switched reluctance motor drive: application to analysis, design and control," in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Fukuoka, 1998.

[54] J. Mahdavi, G. Suresh, B. Fahimi, and M. Ehsani, "Dynamic modeling of non-linear SRM using Pspice," in Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, New Orleans, 1997.

[55] S. Filizadeh, L. S. Safavian, and A. Emadi, "Control of variable reluctance motors: A comparison between classical and Lyapunov-based fuzzy schemes," Journal of Power Electronics, pp. 305-311, Oct. 2002.

第 12 章　多重化变换器运载工具动态特性及控制

通常而言，多重化变换器电力电子系统有两类负载。一类是传统的恒电压负载，这类负载工作时，需要固定的电压；另一类是恒功率负载，这类负载需从它们的输入母线上获得恒定功率[1]。严格调制的电力电子变换器具有恒功率负载特征[1~8]。例如，电动机驱动，当旋转负载的转矩随转速单调变化时，其转速就是精确调节的。再比如，电压调节器，当电压随电流单调变化时，电气负载的电压也是精确调节的。

恒功率负载具有负阻抗特性。这意味着尽管对于恒功率负载阻抗的瞬时值是正的，但是阻抗的增量一直是负的。流经恒功率负载的电流随着两端电压的增加/减小而减小/增加，这会导致系统不稳定，即所谓的负阻抗不稳定。

由于 DC/DC 变换器的非线性特征、时变特征，以及恒功率负载的负阻抗不稳定特性，使得常用于设计 DC/DC 变换器控制器经典的线性控制方法在工作点附近会产生不稳定问题。因此，必须采用稳定的控制方法保证大信号稳定。

这一章的主要目的是学习多变换器运载工具电力电子系统中恒功率负载的负阻抗不稳定概念，侧重于研究系统稳定性的基本问题。另外，将推导带有恒功率负载和传统恒电压负载直流运载工具配电系统稳定性的充分和必要条件。

设计和仿真不同运行状况下、负载变化较大时的 PWM DC/DC 变换器负阻抗稳定控制器。用李亚普诺夫第二法验证恒功率和恒电压负载变化较大时系统的稳定性。因此，所提到的控制器适用于大信号，而且动态响应有所改进。

12.1　多变换器运载工具电力电子系统

国际空间站（ISS）、航空航天电力系统、多功能电动汽车（MEV），例如电动轿车及混合动力汽车（HEV）、先进工业电气系统、电信、地面计算机系统是多变换器电力电子系统的最好例子。在这些系统中，多电力电子变换器用做电源、负载和配电变换器来提供不同电压等级的交/直流所需电力。大部分负载以电动机驱动、DC/DC 斩波器、DC/AC 逆变器及 AC/DC 整流器的形式存在。在这样的系统中，我们首要关心的是由于变换器相互连接所引发的系统动态响应问题。另外，还关心功率需求变化、变换器的故障运行等对系统动态性能有何影响。但是必须承认，和多变换器系统相关联的动态问题以及其他诸如建模、

设计、控制及稳定性评估还并非人所共知。

在前面章节中，我们回顾了用于海上、陆地、空中及外空车辆的多变换器运载工具电力电子系统，并简单介绍了电力电子技术的传统和先进的架构、角色及发展趋势。这一章将介绍非传统电力系统的概念及相关的基本问题。

12.1.1 系统定义

这一节先介绍典型系统，这和前面章节的实际系统是一致的。然后研究系统内存在多变换器环境时的动态问题。图 12-1 为典型系统概念性示意图。首级电源是起动器/发电机系统，包含一个双向电力电子变换器。电池充放电单元的储能系统也连在主母线上。首级电源可能是像 ISS 用的太阳能板阵列。$1^{\#}$和 $2^{\#}$通过主开关 DC/DC 变换器分别向 $2^{\#}$和 $3^{\#}$母线供电，然后再向带各种负载的其他小母线供电。

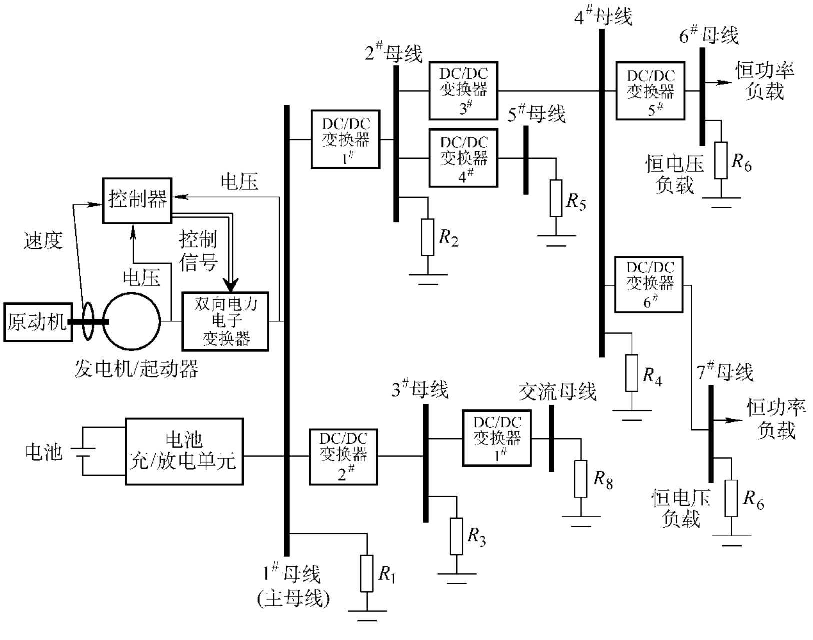


图 12-1　典型多变换器电力电子系统

图 12-1 所示的系统是带有主直流配电系统的混合系统。交流负载由主交流母线供电，主交流母线的电则来自 $1^{\#}$DC/AC 逆变器。$1^{\#}$逆变器和其他阻性负载一起接于 $2^{\#}$ DC/DC 变换器。另有两个不同恒功率负载也连接于 $6^{\#}$、$7^{\#}$母线。表 12-1 和表 12-2 为图 12-1 所示典型系统的母线电压及电力电子变换器类型。

表 12-1　典型系统的母线电压

电池母线	1#母线	2#母线	3#母线	4#母线	5#母线	6#母线	7#母线	交流母线
120V	120V	60V	60V	30V	60V	100V	10V	54V，60Hz

表 12-2　典型系统的电力电子变换器

电池充/放电单元	降-外压变换器
1#DC/DC 变换器	降压变换器
2#DC/DC 变换器	降压变换器
3#DC/DC 变换器	降压变换器
4#DC/DC 变换器	降-升压变换器
5#DC/DC 变换器	升压变换器
6#DC/DC 变换器	降压变换器
DC/DC 负载变换器	带磁滞控制的降-升压变换器
DC/AC 负载逆变器	滑模降压变换器及方波逆变器
1#DC/AC 逆变器	带 RLC 负载的方波逆变器

12.1.2　仿真

传统上，多重化变换器系统中的每个电力电子变换器都是在独立运行的前提下设计、建模和控制。但是，在集成多变换器系统中，由于变换器之间的相互作用，变换器的动态特性及系统特性可能会变差，甚至会导致系统不稳定。

为体现每个变换器输出动态性能对其他变换器及整个系统母线电压的影响，

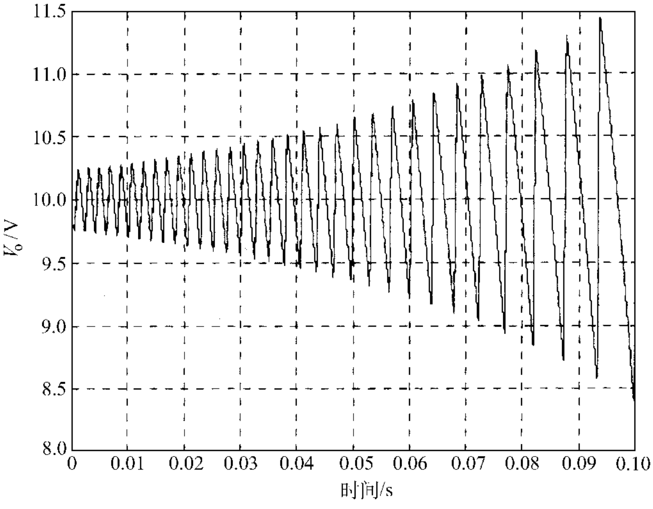


图 12-2　与#7 母线连接的严格调节的变换器，#6 DC/DC 变换器的输出电压

我们曾对图 12-1 所示典型系统在不同母线上有负载跃变时的系统性能进行仿真，详见第 7 章。除此之外，还有一些和多变换器环境有关的瞬态问题。这些问题可能降低系统的稳定性。例如，我们曾仿真过在精确调节状态下升压降压变换器与 7#母线连接时图 12-1 所示的典型系统。下节将介绍，严格调节的变换器就是一个恒功率负载。由于 7#母线上恒功率负载的负阻抗特征，6# DC/DC 变换器不稳定。图 12-2 给出了 7#母线上的电压。

12.2 恒功率负载及其特性

多变换器运载工具电力电子系统中的大部分电力电子变换器，当其严格调节时就演变成恒功率负载。事实上，多变换器系统中负载有成为恒功率负载的趋势。另一方面，电动机、调节器、电力电子变换器等负载必须通过控制才能获得恒功率输出。若忽略驱动系统的损耗，假设效率为 100%，那么输出功率就等于输入功率，而且输出功率是恒定的。因此，输入功率也是恒定的。相应地，系统中负载就呈现恒功率特性。

图 12-3 所示的恒功率负载例子是驱动电动机的 DC/AC 逆变器，当旋转负载的转矩—转速特性为单调曲线时，其转速是严格调节的。单调转矩—转速特性最简单的形式是转矩和转速之间是线性关系。图 12-3 中，控制器严格调节转速，因此转速（ω）总是恒定的。因为旋转负载有单调的转矩—转速特性，对于每一个转速，都有惟一的转矩与其对应。相应地，对于恒转速（ω），转矩（T）是恒定的、功率（转速乘转矩）也是恒定的。如果假设驱动系统效率亦不变，旋转负载是恒功率，则 DC/AC 逆变器的输入功率亦不变。因此，DC/AC 逆变器对于电力系统而言呈现恒功率负载特征。

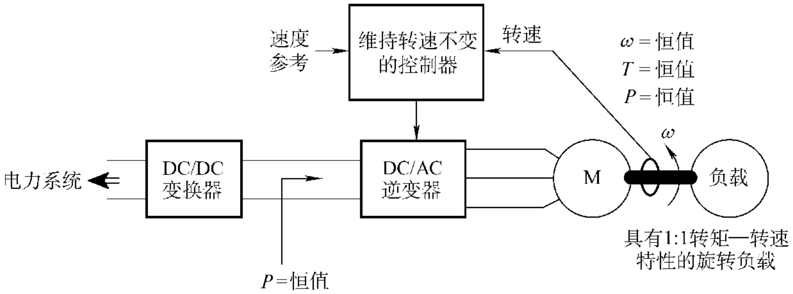


图 12-3 表示恒功率负载特性的 DC/AC 逆变器

图 12-4 为另一恒功率负载例子。它是一台供电给电负载的 DC/DC 变换器，

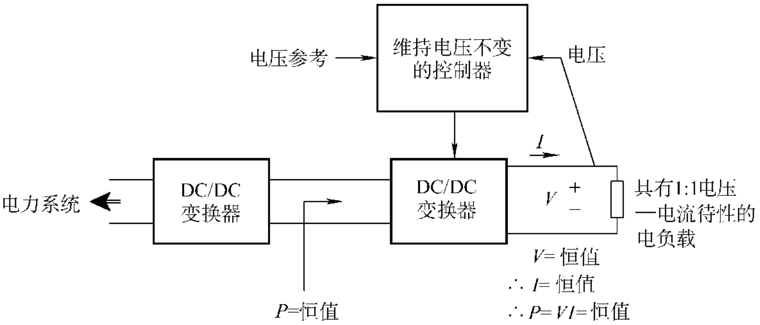


图 12-4　表示恒功率负载特性的 DC/DC 调压器

当电压随电流单调变化时，电压精确调节。这种负载最简单形式就是电阻负载，其电流电压为线性关系。

在恒功率负载中，尽管阻抗的瞬时值是正的（$V/I>0$），阻抗增量却是负的（$\mathrm{d}V/\mathrm{d}I<0$）。事实上，恒功率负载具有负阻抗特性，这样的特性会影响电能质量和多变换器系统的稳定性。图 12-5 描述了恒功率负载的负阻抗特性。多变换器系统中恒功率负载的影响将在下节介绍。

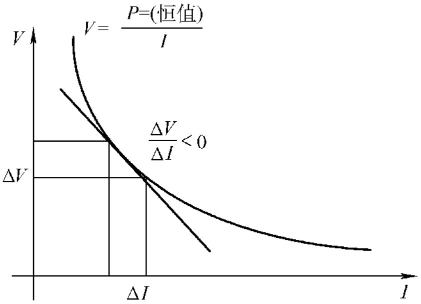


图 12-5　恒功率负载的负阻抗特性

12.3　负阻抗不稳定性概念

恒功率负载中，负载的功率（其电压和电流（V，I）的乘积）是恒定的，因此，由图 12-5 可见，如果恒功率负载两端电压降低/增高，电流随之增加/减少。这会对恒功率负载所连接的系统带来不稳定的影响。

图 12-6 是一个带恒功率负载的简单电路，其中的电容 C 初始电压为 v_{o}。

$$\begin{cases} v_{\mathrm{o}} = \dfrac{P}{i_{\mathrm{o}}} \\ -i_{\mathrm{o}} = C\dfrac{\mathrm{d}v_{\mathrm{o}}}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{12-1}$$

求解该方程得到

$$\begin{cases} v_{\mathrm{o}}^2 = V_{\mathrm{o}}^2 - \dfrac{2P}{C}t \\ i_{\mathrm{o}} = -\dfrac{P}{\sqrt{V_{\mathrm{o}}^2 - \dfrac{2P}{C}t}} \end{cases} \tag{12-2}$$

式中　t——时间。

由式（12-2），在 $t = V_{o}^{2}C/$（$2P$）时，i_{o} 和 v_{o} 分别趋向无穷大和零，如图 12-7 所示。因此图 12-6 所示的只有电容和恒功率负载的简单电路是不稳定的。

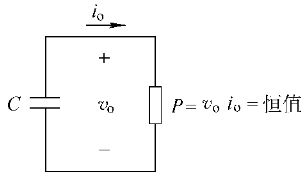


图 12-6　与电容并联的恒功率负载

另一种简单电路如图 12-8 所示，图中，具有功率 P 的恒功率负载与电感 L 及电压源 v 串联。当电源电压和恒功率负载电压相等时，可得到电路的平衡工作点。在此工作点上，电路是稳态的。由电源稳态电压—电流曲线直接获得稳态平衡运行点的稳定性，省去了求解暂态运行微分方程的麻烦。典型电压源与恒功率负载的 $v-i$ 特性如图 12-9 所示。

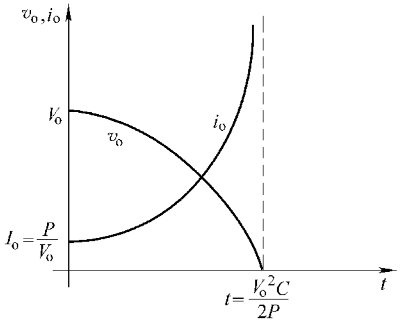
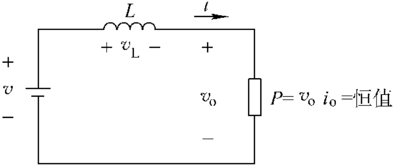


图 12-7　图 12-6 所示电路的电压和电流波形

所谓的平衡点是指在除去电源或负载的扰动后，系统仍能恢复到原有状态。我们先来考察图 12-9 中的平衡点 A 的稳态稳定性。假设有一扰动使得电流减小 Δi，电源电压将低于负载电压，电流进一步减小，运行点偏离 A 点。此时的电路相当于一个正反馈。最终电流和负载电压分别趋向零和无穷大。类似地，如果有一扰动使得电流增加 Δi，电源电压将大于负载电压，导致电流进一步增加，运行点同样会偏离 A 点。所以，A 为非稳定平衡点。



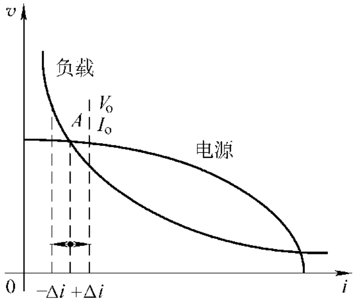


图 12-8　与电感串联的恒功率负载　　　图 12-9　典型电压源与恒功率负载的 $v-i$ 特性

典型电压源和阻性负载的电压—电流特性曲线如图 12-10 所示。让我们来考察由同样电源供电给另一负载时图 12-10 中平衡点 B 的稳态稳定性。图 12-10 中负载是正阻抗增量，以代替恒功率负载的负阻抗的特性。设想由于扰动电流增加 Δi，电源电压将低于负载电压。相应地，v_L 为负值、电流减小，运行点将重新回到 B 点。类似地，如果电流减小 Δi，电源电压大于负载电压；v_L 为正值、

电流增加，运行点同样重新回到 B 点。这意味着：在 B 点电路是稳态稳定的状态下，电路相当于一个负反馈。

上述讨论说明在平衡点处电流增加使得电源电压低于负载电压，反之，电流减小使得源电压高于负载电压。这一结论也可通过数学推导得出。

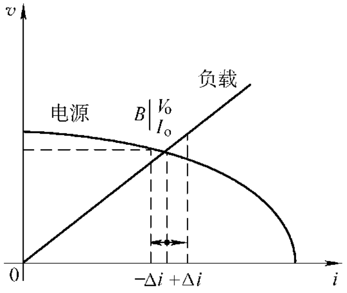


图 12-10　典型电压源和阻性负载的 $v-i$ 特性

图 12-8 电路电流方程为

$$v - v_o = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \tag{12-3}$$

假设电流有一小扰动 Δi，引起 v 和 v_o 分别变化 Δv 和 Δv_o。式（12-3）重写为

$$(v + \Delta v) - (v_o + \Delta v_o) = L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(i + \Delta i) \tag{12-4}$$

式（12-3）与式（12-4）相减得

$$\Delta v - \Delta v_o = L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Delta i) \tag{12-5}$$

在运行点（Operating Point，OP）处，假设小信号变化导致

$$\begin{aligned}\Delta v &\approx \left(\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}i}\right)_{\mathrm{OP}}\Delta i\\ \Delta v_o &\approx \left(\frac{\mathrm{d}v_o}{\mathrm{d}i}\right)_{\mathrm{OP}}\Delta i\end{aligned} \tag{12-6}$$

将式（12-6）代入式（12-5）

$$\left[\left(\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}i}\right)_{\mathrm{OP}} - \left(\frac{\mathrm{d}v_o}{\mathrm{d}i}\right)_{\mathrm{OP}}\right]\Delta i = L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Delta i) \tag{12-7}$$

用 $(\Delta i)_o$ 表示初始电流扰动。式（12-7）的解为

$$\Delta i = (\Delta i)_o \mathrm{e}^{-\frac{1}{L}\left[\left(\frac{\mathrm{d}v_o}{\mathrm{d}i}\right)_{\mathrm{OP}} - \left(\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}i}\right)_{\mathrm{OP}}\right]t} \tag{12-8}$$

若 $t\to\infty$ 时，$\Delta i\to 0$，运行点就是稳定的。就是说

$$\left(\frac{\mathrm{d}v_o}{\mathrm{d}i}\right)_{\mathrm{OP}} > \left(\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}i}\right)_{\mathrm{OP}} \tag{12-9}$$

12.4　单 PWM DC/DC 变换器的负阻抗不稳定性

DC/DC PWM 降压变换器电路如图 12-11 所示，其开关周期为 T，占空比为 d，负载为恒功率负载。

根据图 2-6 和图 2-8 所示电路的分析，我们认为图 12-11 的降压变换器是不

稳定的。为证实这一点，我们采用如下的小信号分析。

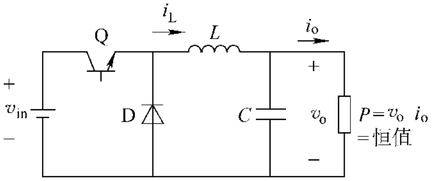


图 12-11　带恒功率负载的降压变换器

12.4.1　小信号建模

在连续导通模式下：当开关处于接通状态时的状态方程分别为

$$0<t<\mathrm{d}T\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{L}[v_{in}-v_o]\\[2ex]\dfrac{\mathrm{d}v_o}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{C}\left[i_L-\dfrac{P}{v_o}\right]\end{cases}$$

$$\mathrm{d}T<t<T\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{L}[-v_o]\\[2ex]\dfrac{\mathrm{d}v_o}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{C}\left[i_L-\dfrac{P}{v_o}\right]\end{cases}\tag{12-10}$$

采用状态空间平均法[9~13]，可得出

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{L}[\mathrm{d}v_{in}-v_o]\\[2ex]\dfrac{\mathrm{d}v_o}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{C}\left[i_L-\dfrac{P}{v_o}\right]\end{cases}\tag{12-11}$$

上式是非线性的。为研究图 12-11 所示的 Buck 变换器的小信号稳定性，假设输入电压和占空比分别受到小的扰动，由此导致的状态变量的扰动为

$$\begin{aligned}v_{in}&=V_{in}+\tilde{v}_{in}\\d&=D+\tilde{d}\\v_o&=V_o+\tilde{v}_o\\i_L&=I_L+\tilde{i}_L\end{aligned}\tag{12-12}$$

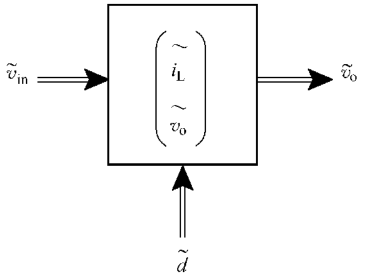


图 12-12　降压变换器的小信号输入、输出及状态变量

如图 12-12 所示，$\tilde{v}_{in}$和 $\tilde{d}$ 为输入，$\tilde{v}_o$为输出，$\tilde{i}_L$和 $\tilde{v}_o$为 Buck 变换器小信号模型扰动的状态变量。小信号模型的稳定性可由传递函数和极点位置来确定：

$$\tilde{v}_o(s)=H_1(s)\tilde{d}(s)+H_2(s)\tilde{v}_{in}(s)\tag{12-13}$$

$$H_1(s)=\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}=\frac{\dfrac{V_{in}}{LC}}{s^2-\dfrac{P}{CV_o^2}s+\dfrac{1}{LC}}\tag{12-14}$$

$$H_2(s)=\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_{in}(s)}=\frac{\dfrac{D}{LC}}{s^2-\dfrac{P}{CV_o^2}s+\dfrac{1}{LC}} \tag{12-15}$$

传递函数 $H_1(s)$ 和 $H_2(s)$ 极点的实部为正值。因此恒功率负载效应导致系统不稳定。图 12-13 为开环降压变换器的仿真示意图，其参数见表 12-3，占空比为 0.5。

表 12-3　降压变换器参数

V_{in}	L	C	P	f
20V	1mH	10mF	0.01W	10kHz

参考文献［3］研究了带恒功率负载的 Buck 变换器的动态特性；推导了线—输出和控制—输出传递函数和控制—输出传递函数；同时考虑了电压模式控制、电流模式控制、连续导通模式和断续导通模式。

还有另一种基于系统参数的非稳定问题，它对下节将要讨论的 DC/DC 变换器的稳定性至关重要。基于上述 P、C、L、V_o、I_o 值，与图 12-7 类似，变换器很快变得不稳定。这种情况下，变换器甚至没有足够的时间改变开关状态。换句话说，不稳定发生的时间间隔非常短暂。在这么短暂的周期里电感电流几乎是恒定的（I_{in}）。图 12-14 为图 12-11 所示降压变换器发生超短时不稳定时的等效电路，其中假设在如此短的时间内电感电流基本不变。等效电路的状态方程如下：

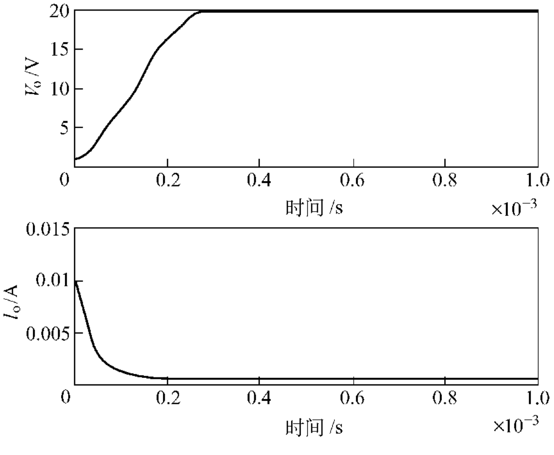


图 12-13　开环降压变换器仿真（占空比为 0.5）

$$\begin{cases} v_o=\dfrac{P}{i_o} \\ I_{in}-i_o=C\dfrac{\mathrm{d}v_o}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{12-16}$$

求解该方程得

$$t=\frac{C}{I_{in}^2\left[P\ln\left(\dfrac{P-I_{in}v_o}{P-I_{in}V_o}\right)\right]-I_{in}(v_o-V_o)} \tag{12-17}$$

式中 t——时间。由式（12-16）和式（12-17），在 $t=t_1$ 时，如图 12-15 所示，$i_o\to\infty$，$v_o\to 0$。

$$t=\frac{C}{I_{\text{in}}^2}\left[P\ln\left(\frac{P}{P-I_{\text{in}}V_o}\right)+I_{\text{in}}V_o\right] \tag{12-18}$$

可见，带恒功率负载的系统是不稳定系统。其主要原因是不稳定发生的时间间隔小于开关周期。因此必须增加 C 和 L 的开关频率，并且应用滑模控制器（下节介绍）。

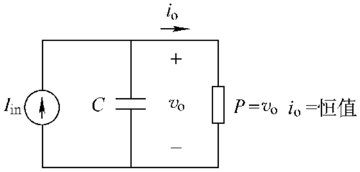


图 12-14 降压变换器超短时不稳定的等效电路

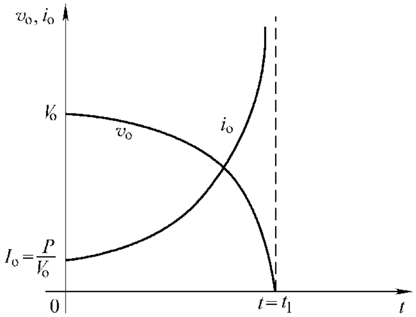


图 12-15 图 12-14 所示电路的电压和电流波形

12.4.2 稳定控制器的设计

前面我们说过，恒功率负载的负阻抗特性使得传统的线性控制方法的稳定性在运行点附近受到一定局限。为解决不稳定问题，参考文献［4］提出采用非线性 PI 稳定控制器。然而这种方法的不足是开关频率是变化的[4]。这一节，针对带恒功率负载的 PWM DC/DC 变换器，我们介绍一种适用于大信号稳定性和动态响应的、采用滑模控制的控制器设计的新方法。

12.4.2.1 状态空间平均法

这一节，我们采用状态空间平均法[9~13]为 PWM DC/DC 变换器建模。减压变换器的电路如图 12-11 所示，它运行在开关周期为 T 和占空比为 d。在连续导通模式下，用状态空间平均法描述的状态空间方程为

$$\begin{cases}\dot{x}_1=-\dfrac{1}{L}x_2+\dfrac{d}{L}U_{\text{in}}\\[2ex]\dot{x}_2=\dfrac{1}{C}x_1-\dfrac{1}{RC}x_2\end{cases} \tag{12-19}$$

式中 x_1 和 x_2——i_L 和 v_o 的移动平均数。

12.4.2.2 滑模控制

带恒功率负载的 DC/DC 变换器的控制系统对象是输出功率。为简化设计，选用状态变量的移动平均数作为研究对象。状态空间[14~16]的滑动面可以用 P_{out}

$=K$ 来描述，其中 P_{out} 和 K 分别表示输出功率及其参考值。根据滑模控制，有

$$\begin{cases} P_{out} < 0 & \text{如果}\quad P_{out} > K \\ P_{out} > 0 & \text{如果}\quad P_{out} < K \end{cases} \tag{12-20}$$

对此，一阶轨迹由式（12-21）选取，并且收敛速度是可控的。

$$P_{out} = -\lambda(P_{out} - K) \tag{12-21}$$

式中　λ——收敛系数，为一个正的实数。

图 12-16 为带恒功率负载的 DC/DC 变换器的控制收敛关系。

为设计控制器，需要联立式（12-21）和式(12-19)，以得出以状态变量和系统参数表示的占空比 d 的表达式。这个公式对于控制输出功率至关重要。这一节的重点在于我们给出的占空比 d 的表达式中只含有少量状态变量。占空比式中状态变量越少，状态变量反馈的次数越少。式（12-21）代入式（12-19），有

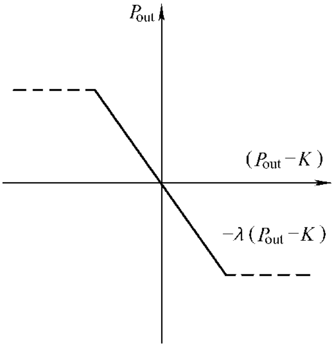


图 12-16　DC/DC 变换器控制收敛关系

$$d(t) = \frac{\frac{1}{L}x_2^2 - \lambda\left(1 - \frac{\lambda RC}{2}\right)\left(\frac{x_2^2}{R} - K\right) - \frac{1}{C}\left(\frac{\lambda RC}{2}\right)^2 \frac{1}{x_2^2}\left(\frac{x_2^2}{R} - K\right)^2}{\frac{1}{L}x_2 v_{in}} \tag{12-22}$$

在 $P_{out}=K$ 稳态情况下，占空比为

$$d^* = \frac{K}{V_{in}} = \frac{V_0}{V_{in}} \tag{12-23}$$

式中　V_0——v_0 的稳态值，是恒定值。

式（12-23）即为稳态时降压变换器的输入和输出关系式。

根据式（12-21），收敛系数越大，变换器跟随它的控制指令动作越快。但是收敛系数并不能无限制地增大太多，理论上它存在上限。换言之，在式（12-22）中，收敛系数的取值必须保证不同功能的变换器中的占空比是实数，并且在合理的范围内。对降压变换器，收敛系数可以取10000。图 12-17 ~ 图 12-20 为控制器的仿真结果，其中 $K=10\text{W}$。控制器的参数见表 12-4。

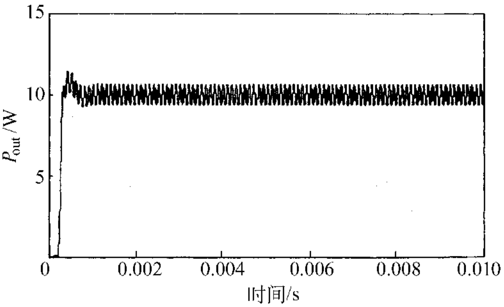


图 12-17　滑模控制降压变换器的启动

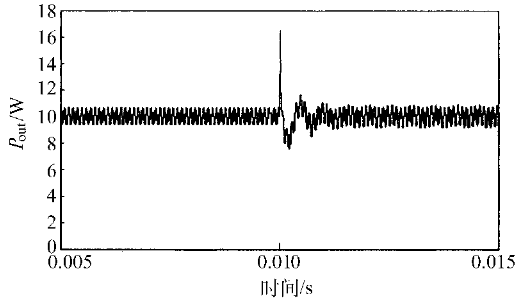


图 12-18　滑模控制降压变换器的动态响应，负载在 0. 01s 时由 10Ω 跃变为 5Ω

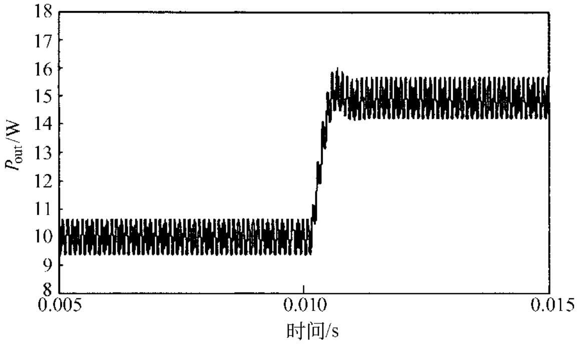


图 12-19　滑模控制降压变换器的动态响应，输出功率参考值在 0. 01s 时由 10W 跃变为 15W

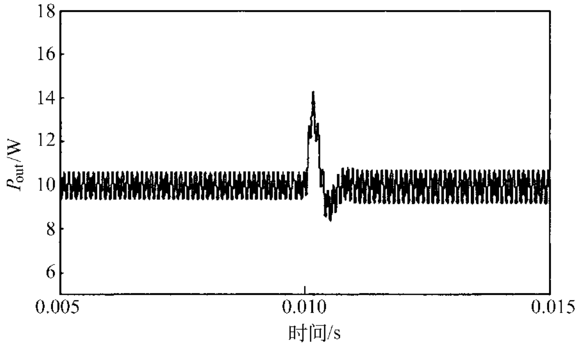


图 12-20　滑模控制降压升压变换器的动态响应，输入电压在 0. 01s 时由 20V 跃变为 25V

鉴于滑模控制器可减小（$P_{\mathrm{out}}-K$），可以在式（12-22）中应用以下估算：

$$\frac{1}{C}\left(\frac{\lambda RC}{2}\right)^2\frac{1}{x_2^2}\left(\frac{x_2^2}{R}-K\right)^2\approx 0 \tag{12-24}$$

对占空比 d，式（12-22）可以简化为

$$d(t)=\frac{\frac{1}{L}x_2^2-\lambda\left(1-\frac{\lambda RC}{2}\right)\left(\frac{x_2^2}{R}-K\right)}{\frac{1}{L}x_2v_{\text{in}}} \tag{12-25}$$

由此可得出与前述控制器相类似的仿真结果。惟一的问题是相对于式（12-22）描述的完整控制器，式（12-25）简化的滑模控制器对较大的负载变化比较敏感，因而对负载变化有一定的限制。如果减小收敛系数，响应有所改善，所付出的代价是收敛时间延长。

表 12-4　PWM DC/DC 降压变换器参数

V_{in}	L	C	P	f
20V	1mH	10mF	10W	10kHz

上述滑模控制器稳定性设计方法同样适用于带恒功率负载的 PWM DC/DC 变换器，诸如升压、升降压、Cuk 和 Weinberg 变换器的设计。

12.4.2.3　稳定性分析

DC/DC PWM 降压变换器的滑动面定义为

$$S=\{x\mid P_{\text{out}}-K=0\} \tag{12-26}$$

滑模控制器需要将变量保持在滑动面上，即

$$P_{\text{out}}=K,\dot{P}_{\text{out}}=0 \tag{12-27}$$

与上述条件对应的状态空间方程：

$$\begin{cases}\dot{x}_1=-\dfrac{1}{L}x_2+\dfrac{d}{L}U_{\text{in}}\\[2ex]0=\dfrac{1}{C}x_1-\dfrac{1}{RC}x_2\end{cases} \tag{12-28}$$

为证明系统是稳定的，定义一个连续可微正定函数 $V(x)$，令

$$V(\boldsymbol{x})=\frac{1}{2}(\boldsymbol{x}-x_{\text{e}})^{\text{T}}\boldsymbol{P}(\boldsymbol{x}-x_{\text{e}}) \tag{12-29}$$

式中　$\boldsymbol{x}$——表示状态变量的矢量：

$$\boldsymbol{x}=[x_1\quad x_2]^{\text{T}} \tag{12-30}$$

$\boldsymbol{P}$——2×2 单位矩阵

$\boldsymbol{x}_{\text{e}}$——状态变量平衡点：

$$\boldsymbol{x}_{\text{e}}=[x_{1\text{e}}\quad x_{2\text{e}}]^{\text{T}} \tag{12-31}$$

对式（12-29）等号两边求导，得

$$\dot{V}(\boldsymbol{x})=-\frac{R}{L}(\boldsymbol{x}-x_{\text{e}})^2 \tag{12-32}$$

式中　$\dot{V}(\boldsymbol{x})$——负定函数，$V(\boldsymbol{x})$ 是李亚普诺夫函数。

因此闭环系统是全局一致渐近稳定的。任意运行点 x_e 总是稳定平衡点。上述关于稳定性的分析同样适用于带滑模控制器的其他形式的 PWM DC/DC 变换器，诸如升压、升降压、Cuk 和 Weinberg 变换器。

12.5 驱动一些负载的 PWM DC/DC 变换器的稳定性

图 12-21 为多变换器电力电子系统中变换器互连示意图。在这样的系统中，负载通常有两类，需要恒定电压运行的恒电压负载和从电源母线吸收恒定功率的恒功率负载。系统必须在保证稳定的同时在特定电压范围内（即 $U_{o,\min} \leqslant u_o \leqslant U_{o,\max}$）提供恒定功率。

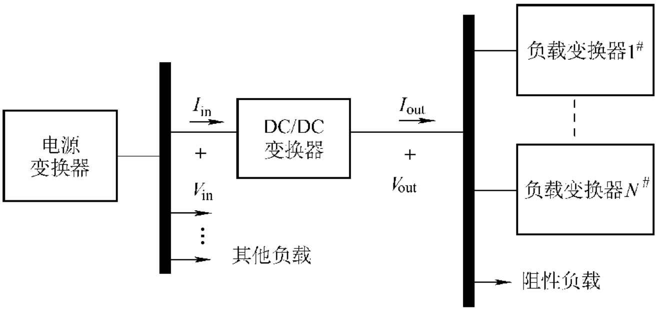


图 12-21　多变换器电力电子系统中变换器的互连

图 12-22 是未来高级飞机电力系统中带恒功率和恒电压负载的 DC/DC 变换器示例。图 12-21 中的“其他负载”指的是 DC/AC 逆变器向交流负载供交流电或者 DC/DC 变换器向不同电压等级的直流负载供直流电。图 12-22 所示系统将用固态双向电力电子变换器将变频功率调节为固定电压的直流功率，或是将变

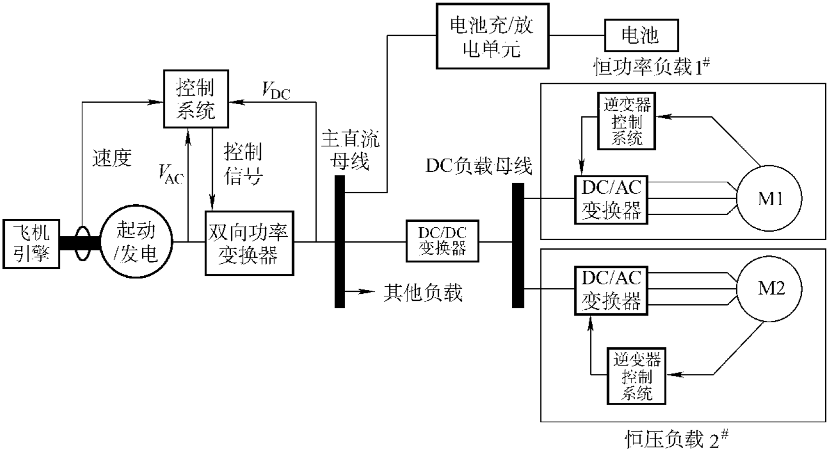


图 12-22　未来高级飞机电力系统中带恒功率和恒电压负载的 DC/DC 变换器

频功率调节为固定频率和电压的交流功率，以供给二级电力电子变换器。

图 12-23 为图 12-21 所示带恒功率（P）和恒电压负载（R）的 DC/DC 变换器等效电路。图 12-24 为 DC/DC 变换器等效负载的 $u-i$ 特性曲线。图中亦给出传统控制器用于控制 DC/DC 变换器输出电压固定时的稳定区域。

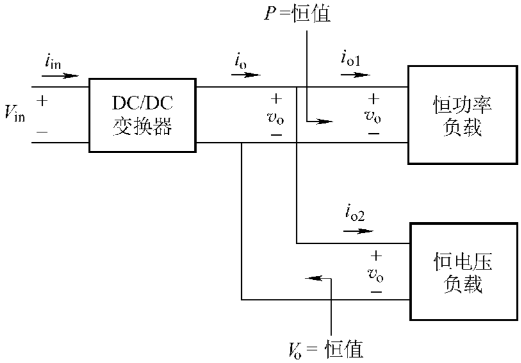


图 12-23　DC/DC 变换器的恒功率和恒电压负载等效电路

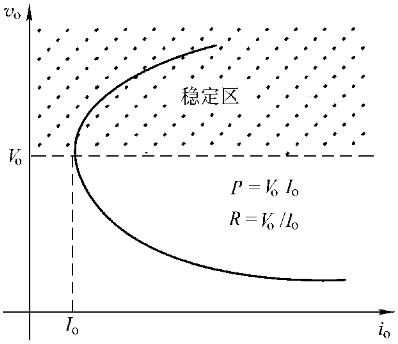


图 12-24　图 12-23 所示 DC/DC 变换器的等效负载 $v-i$ 特性曲线

如果 $u_o>U_o$，$u-i$ 特性曲线的斜率是正的，并且平衡点是稳定的。如果 $u_o<U_o$，阻抗增量为负，平衡点不再稳定。因此，稳定的充分和必要条件可表达为

$$P_{\text{恒功率负载}}<P_{\text{恒电压负载}} \tag{12-33}$$

为从建模中获得上式，我们假设图 12-21 所示的 DC/DC 变换器是一个运行在连续导通模式下的 PWM 降压变换器，其开关周期为 T、占空比为 d。过程同其他 DC/DC PWM 变换器，例如升压、升降压、Cuk 及 Weinberg 变换器完全一致。

恒功率和恒电压负载分别由单个独立电流源 $i_{o1}=(P=\text{恒值})/v_o$ 和电阻 R 表示。用状态空间平均法描述的图 12-21 所示的 DC/DC PWM 降压变换器的状态方程为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{L}[\mathrm{d}v_{\text{in}}-v_{\text{o}}]\\[2ex]\dfrac{\mathrm{d}v_{\text{o}}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{C}\left[i_L-\dfrac{v_{\text{o}}}{R}-\dfrac{P}{v_{\text{o}}}\right]\end{cases}\tag{12-34}$$

假设输入电压和占空比分别受到小的扰动，式（12-34）所示系统的小信号传递函数分别为

$$H_1(s)=\frac{\tilde{v}_{\text{o}}(s)}{\tilde{d}(s)}=\frac{\dfrac{V_{\text{in}}}{LC}}{s^2+\left(\dfrac{1}{RC}-\dfrac{P}{CV_{\text{o}}^2}\right)s+\dfrac{1}{LC}}\tag{12-35}$$

$$H_2(s)=\frac{\tilde{v}_{\text{o}}(s)}{\tilde{v}_{\text{in}}(s)}=\frac{\dfrac{D}{LC}}{s^2+\left(\dfrac{1}{RC}-\dfrac{P}{CV_{\text{o}}^2}\right)s+\dfrac{1}{LC}}\tag{12-36}$$

稳定性的充分和必要条件由下式确定，即传递函数的极点实部为负数：

$$\frac{1}{RC}-\frac{P}{CV_{\text{o}}^2}>0\Rightarrow R<\frac{V_{\text{o}}^2}{P}\tag{12-37}$$

不难看出，式（12-37）与式（12-33）是一致的。由式（12-33）和式（12-37），我们可以采用常规控制器，例如 PI 调节器，来控制 DC/DC 变换器，而不会产生不稳定问题，如图 12-25 所示。换言之，如果式（12-33）成立，DC/DC 变换器既可为恒电压负载输出恒定电压，又可以同时为恒功率负载提供恒定功率。

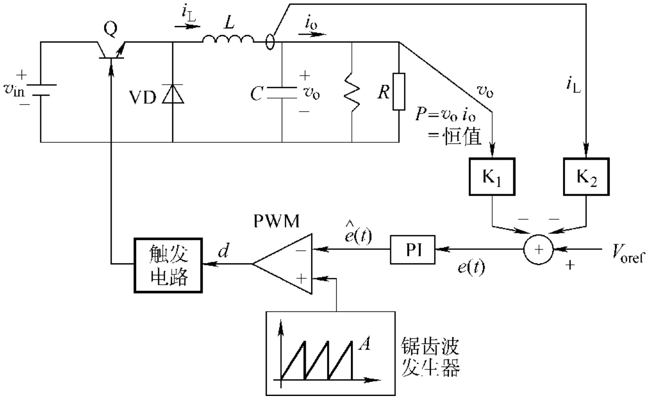


图 12-25 带恒功率和阻性负载的 PWM DC/DC 降压变换器的传统 PI 控制器框图

如果式（12-33）不成立，系统就是不稳定的。这时，变换器仍然可以为恒功率负载提供恒定功率和为恒电压负载提供恒定电压，只是需要添加 DC/DC 变换器作为电调压器给恒定电压负载供电来确保系统的稳定性，如图 12-26 所示。所提出的稳定滑模控制器可用于在预设输出电压范围内（$V_{\text{o,min}}\leqslant V_{\text{o}}\leqslant V_{\text{o,max}}$），由 DC/DC 变换器提供恒定功率。

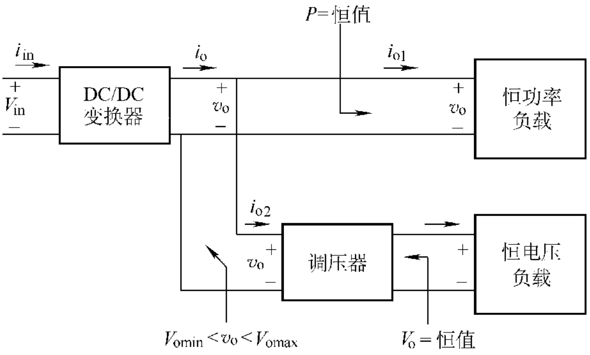


图 12-26　DC/DC 变换器作为调压器给恒电压供电负载

在 12.7 节，将用反馈线性化技术来设计稳定的带恒功率负载和恒电压负载的 DC/DC PWM 鲁棒变换器的鲁棒控制器。经过李亚普诺夫第二方法验证，即使恒功率和恒电压负载波动范围较大，控制器也是稳定的（$R_{\min} < R < \infty$，$0 < P < P_{\max}$）。因此，所提出的控制器具有大信号能力。

12.6　直流车辆配电系统的稳定性条件

前已述及，恒功率负载对 DC/DC 变换器产生负阻抗不稳定影响。为保证小信号稳定，DC/DC 变换器恒功率负载的功率必须小于恒电压负载功率。但是，如果配电系统中存在源子系统的输出电阻（从 DC/DC 变换器的输入侧看），稳定性需要提高。图 12-27 是直流配电系统等效电路，其中典型母线带几种恒功率负载和恒电压负载。P 和 R 分别代表等效恒功率负载和恒电压负载。电源子系统包含 DC/DC 变换器的状态空间平均电路及滤波器和 DC/DC 变换器输入侧配电系统。

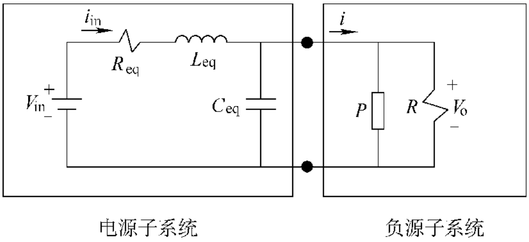


图 12-27　典型母线直流配电系统的等效电路

图 12-27 所示电路的电压和电流方程：

$$\begin{cases} v_{\text{in}} = R_{\text{eq.}}\, i_{\text{in}} + L_{\text{eq.}} \dfrac{\mathrm{d}i_{\text{in}}}{\mathrm{d}t} + v_{\text{o}} \\ i_{\text{in}} = C_{\text{eq.}} \dfrac{\mathrm{d}v_{\text{o}}}{\mathrm{d}t} + \dfrac{P}{v_{\text{o}}} + \dfrac{v_{\text{o}}}{R} \end{cases} \tag{12-38}$$

围绕运行点，将式（12-38）线性化，得到小信号传递函数

$$H(s)=\frac{\tilde{v}_{\mathrm{o}}(s)}{\tilde{d}(s)}=\frac{1/C_{\mathrm{eq.}}L_{\mathrm{eq.}}}{s^2+\left(\frac{R_{\mathrm{eq.}}}{L_{\mathrm{eq.}}}+\left(\frac{1}{R}-\frac{P}{V_{\mathrm{o}}^2}\right)\frac{1}{C_{\mathrm{eq.}}}\right)s+\left(\frac{1+R_{\mathrm{eq.}}}{C_{\mathrm{eq.}}L_{\mathrm{eq.}}}\right)} \tag{12-39}$$

V_{o} 为输出标称电压。考虑到极点的实部应该是负实数，小信号稳定的充分和必要条件由下式确定：

$$\begin{gathered}P<\frac{V_{\mathrm{o}}^2}{R}+\frac{R_{\mathrm{eq.}}C_{\mathrm{eq.}}}{L_{\mathrm{eq.}}}V_{\mathrm{o}}^2\\ \frac{P}{V_{\mathrm{o}}^2}>\left(R\parallel R_{\mathrm{eq.}}\right)\end{gathered} \tag{12-40}$$

即：

$$\begin{gathered}P_{\mathrm{CPL}}<P_{\mathrm{CVL}}+\frac{R_{\mathrm{eq.}}C_{\mathrm{eq.}}}{L_{\mathrm{eq.}}}V_{\mathrm{o}}^2\\ P_{\mathrm{CPL}}<\frac{V_{\mathrm{o}}^2}{\left(R\parallel R_{\mathrm{eq.}}\right)}\end{gathered} \tag{12-41}$$

CPL 和 CVL 表示恒功率负载和恒电压负载。因为 $R_{\mathrm{eq.}}$ 通常很小，约束式（12-41）下面的式子是满足的，所以式（12-41）上面的式子更重要。分布系统和电阻的影响通过式（12-41）上面的式子右边第二项体现。对比式（12-33）、式（12-41）上面的式子右边的第二项与配电系统、滤波器、DC/DC 变换器参数以及输出标称电压有关。因此，为保证配电系统变换器小信号稳定，恒功率负载的功率必须小于恒电压负载的功率加上 V_{o}^2（$R_{\mathrm{eq.}}C_{\mathrm{eq.}}$）/$L_{\mathrm{eq.}}$。如果第二项本身已经大于恒功率负载，那么即使没有电阻负载，变换器也是稳定的。这是改进的稳定条件。

为使系统稳定，基于式（12-41）上面的式子，有四种可能的解决方案。一是增加 $R_{\mathrm{eq.}}$，当然这会增加损耗，因而不实用；二是减少 $L_{\mathrm{eq.}}$，同样也不可行，但是在系统设计阶段，应尽可能减少电感；三是增加 $C_{\mathrm{eq.}}$，这种方法简单易行，只要增加个滤波器即可，增加滤波器亦有利于改善系统的稳定性[4,5]；四是增加 V_{o}，虽然多数情况下标称电压不能控制，但是较高的电压基值好于较低的电压基值，因为负阻抗稳定性好。

如果恒功率负载是可控的，那么还有一种使系统稳定的方法，即调整恒功率负载的入端阻抗，使之在所有情况都满足式（12-41）上面的式子。图 12-28 是一个恒功率机械负载。图中 DC/AC 逆变器驱动电动机，当旋转负载有单调的转矩—转速特性时，控制器精确调节转速，所以转速基本恒定。由于旋转负载有一对一的转矩—转速特性，若转速不变，转矩也不变，相应地，功率也恒定。如果驱动系统效率恒定，逆变器的输入功率也是常数。

恒功率负载的入端阻抗：

$$Z_{\mathrm{in}}=\frac{V_{\mathrm{o}}^2}{P} \tag{12-42}$$

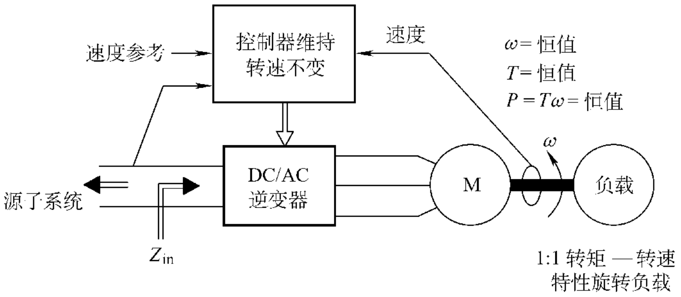


图 12-28　呈现恒功率负载特性的 DC/AC 逆变器

结合式（12-40）上面的式子，有

$$Z_{\text{in}} < \frac{1}{R} + \frac{R_{\text{eq.}} C_{\text{eq.}}}{L_{\text{eq.}}} \tag{12-43}$$

这种方法中，恒功率负载的入端阻抗按照式（12-43）来调节。事实上，通过负载调节解决稳定性问题是以牺牲输出调节为代价的。基于这种方法，参考文献［4，5］提出采用非线性稳定控制调节变换器/电动机的入端阻抗。因为他们的研究只考虑恒功率负载，式（12-43）简化为：

$$Z_{\text{in}} > \frac{R_{\text{eq.}} C_{\text{eq.}}}{I_{\text{eq.}}} \tag{12-44}$$

这一章，我们假设负载不可控，在设计稳定控制器驱动恒功率和恒电压负载时不需要对负载或系统增加任何约束。因此没必要添加滤波器，也无需考虑其他约束。其他多重化系统的变换器也可参考此方法。但是对于原始的系统源，仍需满足式（12-41）。对系统而言，必须满足负阻抗稳定。

12.7　带恒功率和电阻负载的 PWM DC/DC 变换器的负阻抗稳定控制

开关周期为 T、占空比为 d 的降压变换器，如图 12-11 所示，需要恒电压来驱动几种不同负载。这些负载中，例如严格调制的电力电子变换器，具有恒功率性质。图 12-23 等效电路中，P 和 R 分别表示恒功率和恒电压（见图 12-23），其上下限为：

$$\begin{aligned} &P_{\text{min.}} < P < P_{\text{max.}} \quad (P_{\text{CPL,min}} < P_{\text{CPL}} < P_{\text{CPL,max.}}) \\ &R_{\text{min.}} < R < R_{\text{max.}} \quad (P_{\text{CVL,max}} < P_{\text{CVL}} < P_{\text{CVL,min.}}) \end{aligned} \tag{12-45}$$

为满足稳定条件，取 $P_{\text{min.}}$ 和 $R_{\text{max.}}$ 分别为零和无穷大。另外设 $P_{\text{max.}} = P_{\text{CPL,max.}} = P_{\text{CVL,max.}}$ $P_{\text{max.}}$ 对应于所有负载都工作并且都是恒功率性质或者是所有负载都工作并且都是恒电压性质。$P_{\text{min.}}$ 和 $R_{\text{max.}}$ 分别发生在没有恒功率负载工作和没有恒电压负载工作情况下，或者系统完全空载。

在连续导通模式下，利用状态空间平均法，可将 DC/DC 变换器的状态方程写为：

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{L}\ [dv_{\mathrm{in}}-v_{\mathrm{o}}]\\ \dfrac{\mathrm{d}v_{\mathrm{o}}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{C}\left[i_{\mathrm{L}}-\dfrac{v_{\mathrm{o}}}{R}-\dfrac{P}{v_{\mathrm{o}}}\right]\end{cases}\tag{12-46}$$

假设电压和占空比分别受到微小扰动，式（12-46）所示系统的小信号传递函数分别为：

$$H_1(s)=\frac{\tilde{v}_{\mathrm{o}}(s)}{\tilde{d}(s)}=\frac{\dfrac{V_{\mathrm{in}}}{LC}}{s^2+\left(\dfrac{1}{RC}-\dfrac{P}{CV_{\mathrm{o}}^2}\right)s+\dfrac{1}{LC}}\tag{12-47}$$

$$H_2(s)=\frac{\tilde{v}_{\mathrm{o}}(s)}{\tilde{u}_{\mathrm{in}}(s)}=\frac{\dfrac{D}{LC}}{s^2+\left(\dfrac{1}{RC}-\dfrac{P}{CV_{\mathrm{o}}^2}\right)s+\dfrac{1}{LC}}\tag{12-48}$$

系统稳定的充分和必要条件由下式确定，即传递函数的极点实部为负数：

$$\frac{1}{RC}-\frac{P}{CV_{\mathrm{o}}^2}>0\Rightarrow R<\frac{V_{\mathrm{o}}^2}{P}\tag{12-49}$$

式（12-49）和式（12-33）的稳定条件完全相同。这说明如果恒功率负载的总功率小于恒电压负载的总功率，我们就可以采用诸如 PI 控制器等来控制 DC/DC 变换器，而不会引起不稳定。下一节我们将采用反馈线性化技术设计图 12-11 中带不同负载 DC/DC 变换器的负阻抗稳定控制器。

反馈线性化技术

这一节，我们用反馈线性化技术来控制变化器[18,19]。我们寻找一种非线性反馈，以抵消式（12-46）中的非线性项。由微分方程式（12-46）可以看出，输入项（dv_{in}）和非线性项（P/v_{o}）之间没有直接联系，鉴于此，引入以下变化

$$\begin{cases}x_1=i_L-\dfrac{v_{\mathrm{o}}}{R}-\dfrac{P}{v_{\mathrm{o}}}\\ x_2=v_{\mathrm{o}}-V_{\mathrm{ORef.}}\end{cases}\tag{12-50}$$

式中　$V_{\mathrm{ORef.}}$——减压变换器的输出参考电压。

由式（12-50），状态方程式（12-46）可写为：

$$\begin{cases}\dot{x}_1=\dfrac{dv_{\mathrm{in}}}{L}-\dfrac{x_2+V_{\mathrm{ORef.}}}{L}-\dfrac{x_1}{RC}+\dfrac{Px_1}{C(x_2+V_{\mathrm{ORef.}})^2}\\ \dot{x}_2=\dfrac{1}{C}x_1\end{cases}\tag{12-51}$$

为消除式（12-51）中的非线性项，采用如下非线性反馈，即

$$\frac{dv_{\text{in}}}{L} = k_1x_1 + k_2x_2 - \frac{\hat{P}x_1}{C(x_2 + V_{\text{ORef.}})^2} + \omega$$

$$\omega = \frac{V_{\text{ORef.}}}{L} \tag{12-52}$$

式中　k_1、k_2 和 $\hat{P}$——待设计控制器的参数。

基于以上非线性反馈，式（12-51）重写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \left(k_1 - \dfrac{1}{RC}\right)x_1 + \left(k_2 - \dfrac{1}{L}\right)x_2 + \dfrac{x_1}{C(x_2 + V_{\text{ORef.}})^2}(P - \hat{P}) \\ \dot{x}_2 = \dfrac{1}{C}x_1 \end{cases} \tag{12-53}$$

如果 $\hat{P} = P$，系统就是线性的。由此可调节控制器的其他参数（例如 k_1、k_2），使系统极点发生在合理的位置。但是并不是说负载可以任意控制，因为它们是变化的。下一节我们讨论变化负载的系统稳定问题。

12.7.1.1　稳定性分析

为了评估变换器的稳定性，定义连续可微正定函数 $V(x)$：

$$V(x_1, x_2) = \frac{1}{2}Kx_1^2 + \frac{1}{2}KC\left(\frac{1}{L} - k_2\right)x_2^2 \tag{12-54}$$

式中 $K>0$、$k_2<1/L$；因此，$V(x)$ 为正定函数，其导数为：

$$\dot{V}(x_1, x_2) = K\left(k_1 - \frac{1}{RC}\right)x_1^2 + K\frac{x_1^2}{C(x_2 + V_{\text{ORef.}})^2}(P - \hat{P}) \tag{12-55}$$

为保证变换器稳定，$V(x)$ 的导数应为负定，因此控制器的参数应满足：

$$\begin{cases} k_1 - \dfrac{1}{RC} < 0 \\ P - \hat{P} < 0 \\ k_2 < \dfrac{1}{L} \end{cases} \tag{12-56}$$

结合式（12-45）给出的 P 和 R 的上下限及逆变器电感和电容的数值变化，稳定的控制参数如下：

$$\begin{cases} k_1 < \dfrac{1}{R_{\text{max.}}C_{\text{max.}}} \\ \hat{P} > P_{\text{max.}} \\ k_2 < \dfrac{1}{L_{\text{max.}}} \end{cases} \tag{12-57}$$

其中，$L_{\max.}$ 和 $C_{\max.}$ 为 L 和 C 的最大值。$\dot{V}(x)$ 为负定函数，相应地，$V(x)$ 为李亚普诺夫函数。因此，闭环系统为渐进稳定，工作点为稳定平衡点。

12.7.1.2　仿真结果

我们设计了基于反馈线性技术的负阻抗控制器和PI控制器，参数见表12-5，对其特性进行了仿真。为研究变换器的动态特性，令恒功率和电阻负载发生变化。仿真结果如图12-29～图12-31所示。

表12-5　降压变换器和稳定控制器参数

V_{in}	20V
L	1mH
C	10mF
f	10kHz
$V_{\text{oRef.}}$	10V
R	20Ω，$5\Omega<R<\infty$
P	10W，$0<P<20\text{W}$
PI控制器	$K_{\text{p}}=1$，$K_{\text{I}}=100$
反馈线性仪	$K_1=-195$，$K_2=900$，$\hat{P}=25$

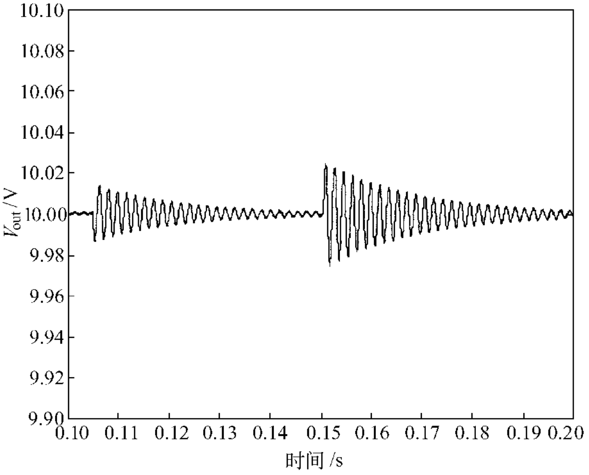


图12-29　降压变换器控制器的动态响应，负载由 $P=10\text{W}$，$R=20\Omega$ 变为 $P=10\text{W}$，$R=10\Omega$ 和 $P=10\text{W}$，$R=100\Omega$

需要指出的是，很多恒功率负载在启动时阻抗增量为正值。因此，功率持续增加直到达到标称功率。此后，功率将保持恒定，阻抗增量变成负值。在图12-32的仿真结果中，在恒功率负载的启动阶段，我们假设 $v-i$ 特性曲线为直线。

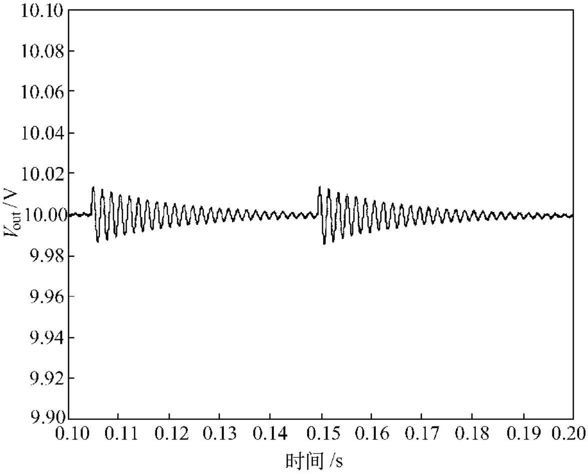


图 12-30　降压变换器控制器的动态响应，负载由 $P=0\text{W}$ 变为 $P=5\text{W}$ 和 $P=10\text{W}$（$R=20\Omega$，即 $P_{\text{恒电压负载}}=5\text{W}$）

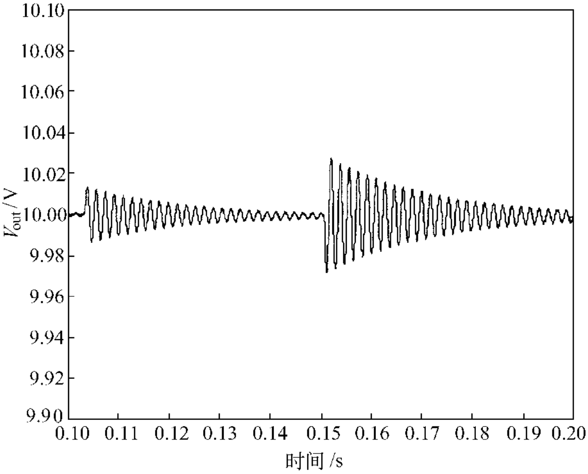


图 12-31　降压变换器控制器的动态响应，负载由 $P=10\text{W}$，$R=20\Omega$ 变为 $P=10\text{W}$，$R=1000\Omega$ 和 $P=20\text{W}$，$R=1000\Omega$

可以看出，这一节讨论的控制器具有大信号能力。如果 DC/DC 变换器负载变化不大，我们可以选用基于线性状态变量反馈方法的简单控制器[19]，其框图如图 12-25 所示。采用线性状态变量反馈方法，我们分别设计了带恒功率负载的降压变换器控制器以及同时带恒功率负载和恒电压负载的降压变换器控制器。

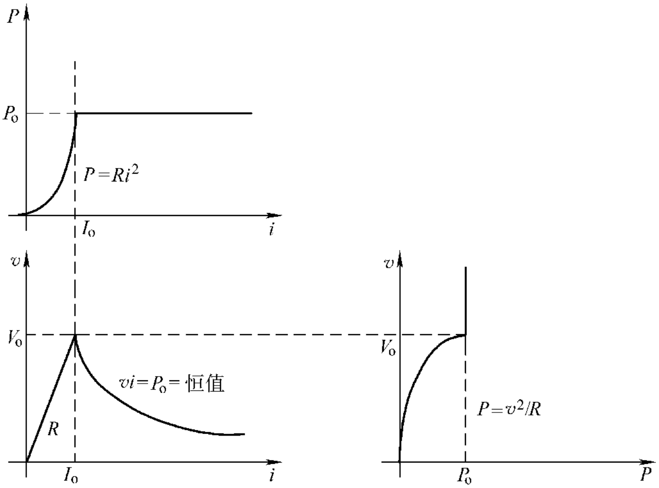


图 12-32 实用恒功率负载的 $v-i$ 特性

图 12-33 和图 12-34 为其仿真结果。可以看到，控制器在微小扰动时仍可正常工作。因此，当变换器在标称电压下运行且负载变化不大时，可选用简单控制器。

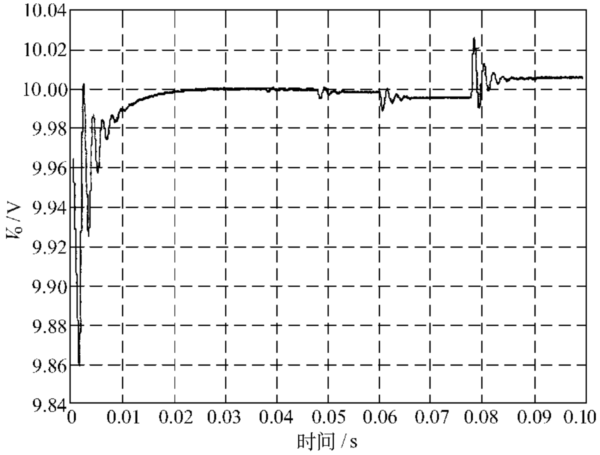


图 12-33 线性状态变量反馈控制器动态响应，降压变换器只带恒功率负载

（$V_{in}=20\text{V}$，$L=1\text{mH}$，$C=10\text{mF}$，$P=10\text{W}$，$f=10\text{kHz}$，$V_{o,ref.}=10\text{V}$，

$K_I=200$，$K_P=1$，$K_1=0.01$，$K_2=1$），功率由 $P=10\text{W}$ 依次变为 $P=10.5\text{W}$，

$P=12\text{W}$，$P=15\text{W}$，$P=5\text{W}$。

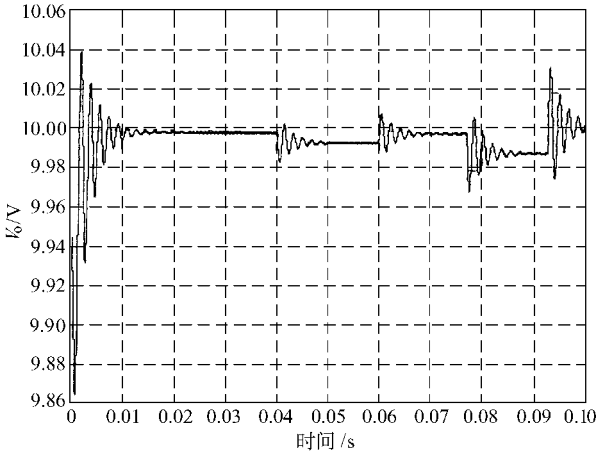


图 12-34　线性状态变量反馈控制器动态响应，
降压变换器同时带恒功率负载和恒电压负载
（$V_{in}=20$V，$L=1$mH，$C=10$mF，$P=10$W，$R=20\Omega$，$f=10$kHz，$V_{o,ref.}=10$V，$K_I=500$，
$K_1=0.01$，$K_2=1$），功率由 $P=10$W，$R=20\Omega$ 依次变为 $P=10$W，
$R=10\Omega$，$P=5$W，$R=10\Omega$，$P=15$W，$R=10\Omega$，$P=0$W，$R=10\Omega$。

12.8　小结

这一章介绍了多重化变换器系统恒功率负载负阻抗不稳定的概念。阐述了如果恒功率负载的功率大于恒电压负载的功率，变换器就不稳定。介绍了含有 DC/DC 变换器配电系统稳定的充分和必要条件。采用状态空间平均法，设计了各种稳定控制器，例如滑模控制器和线性状态变量反馈控制器。提出了基于 DC/DC PWM 变换器反馈线性化技术的非线性鲁棒稳定控制器。研究了不同运行情况和输入电压和负载变化较大时控制器的响应。研究结果表明，控制器具有大信号控制、结构精炼、可靠性高的优点。采用李亚普诺夫第二方法验证了控制器的稳定性。最后提出了在多重化变换器车辆电力电子系统设计中避免负阻抗不稳定的建议。

参考文献

[1]　A. Emadi, “Modeling, analysis, and stability assessment of multiconverter power electronic systems,” Ph. D. Dissertation, Texas A&M University, College Station, TX, Aug. 2000.

[2]　A. Emadi, B. Fahimi, and M. Ehsani, “On the concept of negative impedance instability in advanced aircraft power systems with constant power loads,” Society of Automotive Engineers Journal, Paper No. 1999-01-2545, 1999.

[3] V. Grigore, J. Hatonen, J. Kyyra, and T. Suntio, “Dynamics of a Buck converter with constant power load,” in Proc. IEEE 2tfh Power Electronics Specialist Conf. , Fukuoka, Japan, May 1998, pp. 72-78.

[4] S. F. Glover and S. D. Sudhoff, “An experimentally validated nonlinear stabilizing control for power electronics based power systems,” Society of Automotive Engineers (SAE) Journal, Paper No. 981255, 1998.

[5] S. D. Sudhoff, K. A. Corzine, S. F. Glover, H. J. Hegner, and H. N. Robey, “DC link stabilized field oriented control of electric propulsion systems,” IEEE Trans, on Energy Conversion, vol. 13, no. 1, pp. 27-33, March 1998.

[6] A. S. Kislovski, “Optimizing the reliability of DC power plants with backup batteries and constant power loads,” in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. , Dallas, TX, March 1995, pp. 957-964.

[7] A. S. Kislovski and E. Olsson, “Constant-power rectifiers for constantpower telecom loads,” in Proc. 16th International Telecommunications Energy Conf. , Nov. 1994, pp. 630-634.

[8] I. Gadoura, V. Grigore, J. Hatonen, and J. Kyyra, “Stabilizing a telecom power supply feeding a constant power load,” in Proc. 10th International Telecommunications Energy Conf. , Nov. 1998, pp. 243-248.

[9] R. D. Middlebrook and S. Cuk, “A general unified approach to modeling switching converter power stages,” in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conf, June 1976, pp. 18-34.

[10] P. T. Krein, J. Bentsman, R. M. Bass and B. Lesieutre, “On the use of averaging for the analysis of power electronic systems,” IEEE Trans, on Power Electronics, vol. 5, no. 2, pp. 182-190, 1990.

[11] J. Sun and H. Grotstollen, “Averaged modeling of switching power converters: reformulation and theoretical basis,” in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conf, June 1981, pp. 1165-1172.

[12] J. Mahdavi, A. Emadi, M. D. Bellar and M. Ehsani, “Analysis of power electronic converters using the generalized state space averaging approach,” IEEE Trans, on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 44, no. 8, pp. 767-770, Aug. 1997.

[13] M. O. Bilgic and M. Ehsani, “Analysis of inductor-converter bridge by means of state space averaging technique,” in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conference, June 1988, pp. 116-121.

第 13 章　恒功率负载对运载工具交流电力系统的影响

传统的电力系统带有单相或者三相配电系统。系统中的大部分负载需要恒定的电压和频率才能正常运行。这些负载具有正增量阻抗特性。然而，为了改善系统性能、提高灵活性，不断增加固态器件在车辆系统中的应用和电力电子变换器与电机驱动装置在各种车辆中的广泛应用，电力电子变换器已逐渐成为交流车辆系统的主流负载。

正如前文所述，进行电压调节的电力电子负载从配电网吸收恒功率。因此，它们具有负增量阻抗特性。这些特性以及和恒功率特性相关的动态、静态问题决定了不适合用交流电力系统的传统方法来分析电力电子负载对系统的影响。

这一章介绍如何评价交流车辆配电系统中的恒功率负载效应；对如何设计系统以避免负的阻抗特性和提高系统稳定性提出了建议；另外建立了合理设计配电架构的指导原则。

13.1　运载工具交流分布电力系统

这一节，我们首先考虑单相配电系统。如图 13-1 所示，不同负载依次与母线连接。图中源子系统的功能是维持母线电压和频率恒定。我们假设由子系统供电的一些负载是调制型电力电子变换器，这些负载可能是电压调节器也可能是电机驱动器，都具有恒功率负载特征。

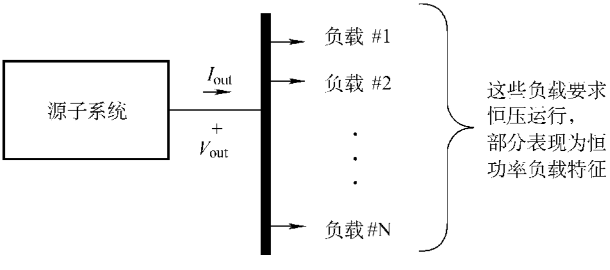


图 13-1　连接典型母线的传统恒定电压负载和恒功率电力电子负载

源子系统，负载#1，负载#2，…，负载#N，这些负载需要恒定电压运行，其中的一部分是恒功率负载。

图 13-2 是连接典型母线的恒功率负载和恒电压负载的等效电路图，图中同

时给出了源子系统的等效电路。系统的稳定性通过每根母线不稳定的缺失率来定义，我们将用图 13-2 的等效电路图来研究典型母线侧系统的稳定性。由于 P 和 R 分别是等效的恒功率和恒电压负载，所以它们可以随着编号和复杂功率的变化而变化。这意味着如果负载断开或切入，P 和 R 都会相应变化。但是，P 和 R 分别实时体现等效恒功率负载的功率和恒电压负载的等效电阻。

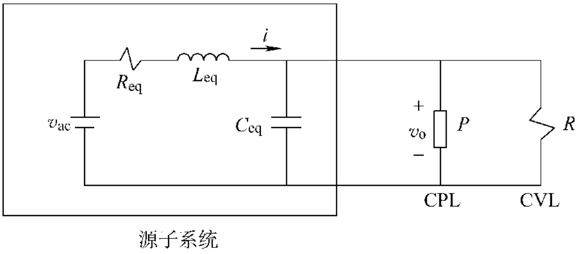


图 13-2　图 13-1 所示系统的等效电路

为了确定图 13-2 所示等效电路稳定的充分和必要条件，必须模拟恒功率负载 P。下一节将建立不同的交流恒功率负载模型。在此之前，先给出和平均功率相关的一些定义。

对于交流系统中的非正弦电压和电流，平均功率可以用傅里叶定理来表示。设 $v(t)$ 和 $i(t)$ 分别是跨接单元两端的电压和流经单元的电流，它们可以用级数展开成一个常数项和一系列频率为 $n\omega$ 的高次项，其中 n 为整数，ω 为角频率。

$$\begin{aligned} v(t) &= V_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} V_n \cos(n\omega t + \psi_n) \\ i(t) &= I_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} I_n \cos(n\omega t + \psi_n) \end{aligned} \tag{13-1}$$

平均功率为：

$$P_{\text{average}} = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{2} V_n I_n \cos(\psi_n - \psi'_n) \tag{13-2}$$

电压和电流的有效值可以通过傅里叶系数表示为

$$\begin{aligned} V_{\text{rms}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v^2(t)\, d(\omega t)} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{2} V_n^2} \\ I_{\text{rms}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i^2(t)\, d(\omega t)} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{2} I_n^2} \end{aligned} \tag{13-3}$$

单元的功率因数定义为

$$\text{Power factor} = \frac{P_{\text{average}}}{V_{\text{rms}} I_{\text{rms}}} \tag{13-4}$$

假设负载电压是正弦的，那么流经电力电子负载的电流通常是非正弦的。因此功率因数可写为：

$$\text{Power factor} = \frac{I_{1,\text{rms}}}{I_{\text{rms}}}\cos(\psi_1 - \psi_1') \tag{13-5}$$

失真和位移系数定义为：

$$\begin{aligned}\text{distortion factor} &= \frac{I_{1,\text{rms}}}{I_{\text{rms}}} \\ \text{displacement factor} &= \cos(\psi_1 - \psi_1')\end{aligned} \tag{13-6}$$

交流分布系统中的大部分电力电子负载的位移系数是 1。下一节，我们将用这一特征搭建交流恒功率负载模型。

13.2　恒功率交流负载的建模

这一节，为研究交流车辆系统中的恒功率负载效应，介绍一种在工作点附近考虑小信号变化的建模方法。图 13-3 是用电流和电压模拟的恒功率负载。

很多交流电力电子负载的前端都接有整流器。恒功率负载通常通过一个可控或非可控的整流器与交流系统相连。图 13-4 是一个带有两套子系统的恒流器，一套直流系统，一套交流系统。我们假设直流子系统作为直流恒功率负载运行。这些负载在前面章节中曾经详细介绍过。这一章，我们从交流子系统的角度来研究这些负载的运行特性。

图 13-5 描述了整流器在连续导通模式下的典型输入输出电压以及图 13-4 可控整流器的电流。整流器的触发角为 α。如果直流子系统是大电感负载，整流器的输出电流几乎是恒定的，等于其平均值。

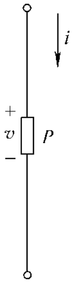


图 13-3　交流恒功率负载

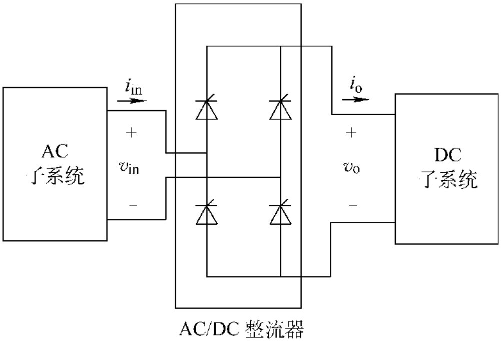


图 13-4　带有恒功率直流子系统和交流子系统的整流器交流子系统，直流子系统

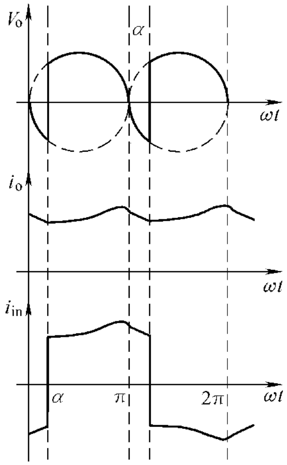


图 13-5　图 13-4 中可控整流器的电压和电流波形

13.2.1　前级二极管整流器的交流恒功率负载

假设图 13-4 中的整流器触发角是零（$\alpha=0$）。图 13-5 给出了前级二极管整流器的交流恒功率负载的电压和电流波形。变换器是连续导通模式。恒功率负载的电压假设是正弦形的。如果忽略谐波，只考虑电流的基波分量。负载电压和电流可表示为：

$$\begin{aligned} v(t) &= V_{\max.}\cos\omega t \\ i(t) &= I_{\max.}\cos(\omega t-\varphi) \end{aligned} \tag{13-7}$$

平均功率为：

$$P=\frac{1}{2}V_{\max.}I_{\max.}\cos\varphi \tag{13-8}$$

假设二极管整流器的输出电流是恒定的，电压和电流的基波分量没有相位差。因此，平均功率可以写为：

$$\begin{aligned} &\varphi=0,\cos\varphi=1 \\ &P=\frac{1}{2}V_{\max.}I_{\max.}=V_{\mathrm{rms}}I_{\mathrm{rms}} \end{aligned} \tag{13-9}$$

为模拟这样的负载，可以采用电压幅值的小信号扰动方法。相应地，在流经负载的电流幅值中将产生小信号扰动。

$$\begin{aligned} v(t) &= (V_{\max.}+\tilde{V}_{\max.})\cos\omega t \\ i(t) &= (I_{\max.}+\tilde{I}_{\max.})\cos\omega t \end{aligned} \tag{13-10}$$

既然对于负载而言平均功率是恒定的，功率 P 亦可以写：

$$P=\frac{1}{2}(V_{\max.}+\tilde{V}_{\max.})(I_{\max.}+\tilde{I}_{\max.})=\frac{1}{2}V_{\max.}I_{\max.} \tag{13-11}$$

忽略二阶以上的高次项，有：

$$V_{\max.}\tilde{I}_{\max.}+I_{\max.}\tilde{V}_{\max.}=0 \qquad (13\text{-}12)$$

式（13-12）明确了负载的小信号特性。式（13-12）重写为：

$$\frac{\tilde{V}_{\max.}}{\tilde{I}_{\max.}}=-\frac{V_{\max.}}{I_{\max.}}=-R_{\mathrm{CPL}} \qquad (13\text{-}13)$$

R_{CPL}定义为：

$$R_{\mathrm{CPL}}=\frac{V_{\max.}}{I_{\max.}}=\frac{V_{\mathrm{rms}}^2}{P} \qquad (13\text{-}14)$$

可见，考虑小信号扰动的交流恒功率负载由于负电阻特征。电阻的绝对值等于该工作点上恒功率负载的阻抗。图 13-6 是负载的小信号模型。

这个模型同样适用于单位位移变换器。具有单位位移系数的变换器，意味着负载电压和电流的基波分量是同相位的。所以，图 13-6 的模型亦适用于这类交流电力电子负载。通常这类变换器在二极管整流器后接有升压变换器，如图 13-7 所示。

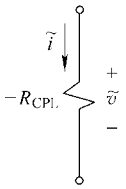


图 13-6　前级二极管整流器的交流恒功率负载的小信号模型

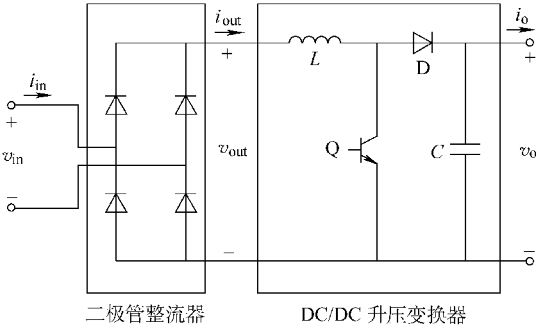


图 13-7　前端带有升压变换器的二极整流负载（二极管整流器，DC/DC 升压变换器）

这一节我们是假设变换器运行于连续导通模式，但是有些电力电子变换器是工作在非连续模式下，或者整流器后带有降压变换器（见图 13-8）。因此，负载的输入电流是非连续的。图 13-9 为图 13-8 变换器的非连续电流示意图。

如果电压和基波电流是同相的，图 13-6 所示的小信号模型就是有效的。但是，如果电压和基波电流有相差，负载的小信号就是感性的。下一节将给出详细解释。

在这一节中，我们假设了输入电流的主要成分是基波。实际上，我们只考虑了电流的基波分量而不是实际的电流波形。实际的电流波形中包含其他谐波分量。若假设整流器的输出电流脉动很小，恒功率负载的电流将如图 13-10 所

示。

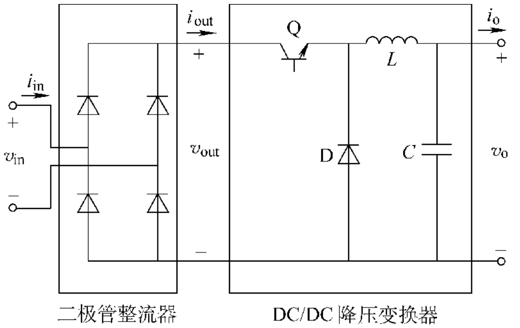


图 13-8 前端带有降压变换器的二极管整流负载（二极管整流器，DC/DC 降压变换器）

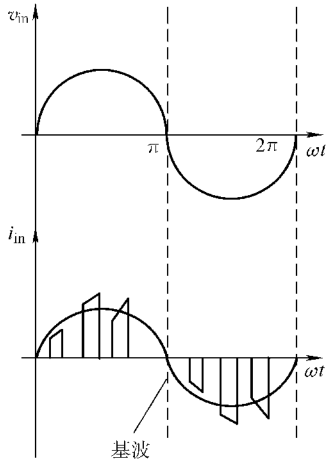


图 13-9 图 13-8 变换器的输入电压和非连续电流

非正弦电流的傅里叶展开式为：

$$i_{\text{in}}(t) = \frac{2X_{\text{max.}}}{\pi}\sin\omega t + \frac{2X_{\text{max.}}}{3\pi}\sin(3\omega t) + \frac{2X_{\text{max.}}}{5\pi}\sin(5\omega t) + \cdots \quad (13\text{-}15)$$

对于触发角为 φ 的可控整流器，正弦电压和非正弦电流表达式如下：

$$v(t) = V_{\text{max.}}\cos\omega t$$

$$i(t) = I_{\text{max.}}\cos(\omega t - \varphi) + \frac{I_{\text{max.}}}{3}\cos(3(\omega t - \varphi)) + \frac{I_{\text{max.}}}{5}\cos(5(\omega t - \varphi)) + \cdots \quad (13\text{-}16)$$

平均功率：

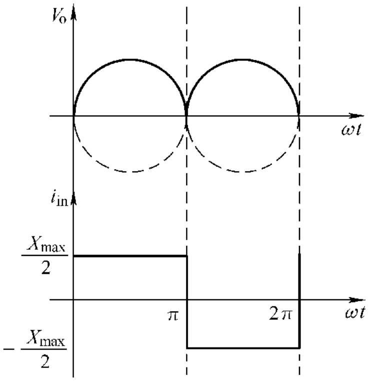


图 13-10 恒功率负载的方波电流

$$P = \frac{1}{2}V_{\max.}I_{\max.}\cos\varphi = V_{\mathrm{rms}}I_{\mathrm{rms}}\cos\varphi \tag{13-17}$$

上式和式（13-8）是相同的。可以看出，只有基波电流参与了计算。这一节介绍的建模方法适用于正弦电压下的非正弦电流。非正弦电压可以采用广义状态空间平均法建模，对此将在 13.4 节详细介绍。

13.2.2　带前级可控整流器的交流恒功率负载

如前所述，连续导通模式下，负载的基波电流和电压可写为：

$$\begin{aligned} v(t) &= V_{\max.}\cos\omega t \\ i(t) &= I_{\max.}\cos(\omega t - \alpha) \end{aligned} \tag{13-18}$$

式中，α 为整流器的触发角。平均功率：

$$P = \frac{1}{2}V_{\max.}I_{\max.}\cos\alpha = V_{\mathrm{rms}}I_{\mathrm{rms}}\cos\alpha \tag{13-19}$$

小信号模型：

$$\begin{aligned} v(t) &= (V_{\max} + \tilde{V}_{\max})\cos\omega t \\ i(t) &= (I_{\max} + \tilde{I}_{\max})\cos(\omega t - \alpha) \end{aligned} \tag{13-20}$$

既然平均功率是恒定的，又可写成如下形式：

$$P = \frac{1}{2}(V_{\max.} + \tilde{V}_{\max.})(I_{\max.} + \tilde{I}_{\max.})\cos\alpha = \frac{1}{2}V_{\max}I_{\max}\cos\alpha \tag{13-21}$$

若忽略二阶项，有：

$$V_{\max.}\tilde{I}_{\max.} + I_{\max.}\tilde{V}_{\max.} = 0 \tag{13-22}$$

式（13-12）描述的负载的小信号特性又可写为：

$$\frac{\tilde{V}_{\max}}{\tilde{I}_{\max}} = -\frac{V_{\max}}{I_{\max}} = -R_{\mathrm{CPL}} \tag{13-23}$$

R_{CPL}定义为：

$$R_{\mathrm{CPL}} = \frac{V_{\max}}{I_{\max}} = \frac{V_{\mathrm{rms}}^2}{P}\cos\alpha \tag{13-24}$$

可见，考虑小信号扰动的交流恒功率负载由于负电阻特征，电阻的绝对值等于该工作点上恒功率负载的阻抗。需要注意的是电压和电流有相差。

$$\begin{aligned} \tilde{v}(t) &= \tilde{V}_{\max.}\cos\omega t \\ \tilde{i}(t) &= \tilde{I}_{\max.}\cos(\omega t - \alpha) \end{aligned} \tag{13-25}$$

恒功率负载的小信号阻抗：

$$\tilde{Z}_{\mathrm{CPL}} = -R_{\mathrm{CPL}}\exp(\mathrm{j}\alpha) = -R_{\mathrm{CPL}}\cos(\alpha) - \mathrm{j}R_{\mathrm{CPL}}\sin\alpha \tag{13-26}$$

由上，小信号电阻和电抗分别为：

$$\begin{aligned}\tilde{r}_{\mathrm{CPL}} &= -R_{\mathrm{CPL}}\cos\alpha\\ \tilde{L}_{\mathrm{CPL}} &= -\frac{R_{\mathrm{CPL}}}{\omega}\sin\alpha\end{aligned}\tag{13-27}$$

图 13-11 为交流恒功率负载的小信号模型。

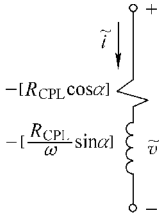

+
$\tilde{i}$
$-[R_{\mathrm{CPL}}\cos\alpha]$
$-[\frac{R_{\mathrm{CPL}}}{\omega}\sin\alpha]$
$\tilde{v}$
−

图 13-11　配有前级可控整流器的交流负载小信号模型

13.3　负阻抗不稳定条件

这一节我们介绍含有不同恒功率负载和恒电压负载交流配电系统的小信号稳定性的充分和必要条件。基于稳定性条件，提出稳定的交流配电系统的设计建议。

13.3.1　带前级整流器的恒功率负载

图 13-1 交流配电系统的小信号等效电路如图 13-12 所示。电路中，母线同时接有恒功率负载和恒电压负载，两种负载分别用 P 和 R 来表示。恒电压负载同样具有大信号特征。恒功率负载的阻抗是负的工作电压阻抗。图 13-12 中，源子系统包含发电机、传输线、电缆、过滤器以及母线输入测的配电系统等效电路。

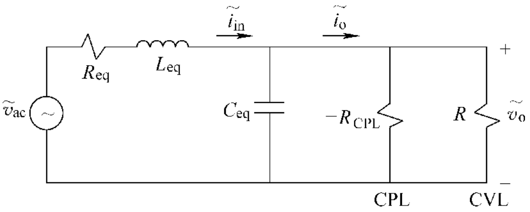


图 13-12　图 13-1 系统的小信号等效电路

图 13-12 电路的小信号变换函数为：

$$\frac{\tilde{v}_0}{\tilde{v}_{\mathrm{ac}}}=\frac{\dfrac{1}{L_{\mathrm{eq.}}C_{\mathrm{eq.}}}}{s^2+\left[\dfrac{L_{\mathrm{eq.}}+\dfrac{R_{\mathrm{eq.}}C_{\mathrm{eq.}}RR_{\mathrm{CPL}}}{R_{\mathrm{CPL}}-R}}{R_{\mathrm{eq.}}C_{\mathrm{eq.}}\dfrac{RR_{\mathrm{CPL}}}{R_{\mathrm{CPL}}-R}}\right]s+\left[\dfrac{R_{\mathrm{eq.}}+\dfrac{RR_{\mathrm{CPL}}}{R_{\mathrm{CPL}}-R}}{L_{\mathrm{eq.}}C_{\mathrm{eq.}}\dfrac{RR_{\mathrm{CPL}}}{R_{\mathrm{CPL}}-R}}\right]}\tag{13-28}$$

考虑到系统的实部是负极性的，小信号稳定的充分必要条件由下式决定：

$$R_{\mathrm{CPL}} > (R \parallel R_{\mathrm{eq.}}) \tag{13-29}$$

$$P_{\mathrm{CPL}} < P_{\mathrm{CVL}} + \frac{R_{\mathrm{eq.}} C_{\mathrm{eq.}}}{L_{\mathrm{eq.}}} V_{\mathrm{o,rms}}^2 \tag{13-30}$$

$R_{\mathrm{eq.}}$ 通常很小，所以式（13-29）是成立的。因此，对系统稳定而言，重要的是满足（13-30）约束条件。式（13-30）右边第二项体现的是源子系统和其配电系统的影响，它与等效电路参数及额定输出电压有效值有关。为了保证配电系统小信号稳定，恒功率负载的功率必须小于恒电压负载的功率加上$\frac{R_{\mathrm{eq.}} C_{\mathrm{eq.}}}{L_{\mathrm{eq.}}} V_{\mathrm{o,rms}}^2$。如果第二项本身已经大于恒功率负载的功率，即便没有阻性负载，系统也是稳定的。这是因为改进了的稳定条件。例如表 13-1 给出的典型配电系统参数，式（13-30）中右边第二项为 13.225kW。这意味着如果恒功率负载的功率低于 13.225kW，系统就是稳定的，与有没有电阻负载无关。但是，这个功率远小于稳定系统负载的功率，因为对稳定起决定性作用的是恒功率负载和恒电压负载的功率差。这个功率差必须小于 13.225kW，以确保系统稳定。

表 13-1　源子系统参数的一个范例

$R_{\mathrm{eq.}}$	$C_{\mathrm{eq.}}$	$L_{\mathrm{eq.}}$	$V_{\mathrm{o,rms}}$
100mΩ	10mF	1mH	115V

与直流配电系统类似，基于式（13-30），为使系统稳定，有四组可能的措施。第一是增加 R_{eq}，这一方法会增加损耗，因而不实用；第二是减小 $L_{\mathrm{eq.}}$，也不可行，但是在设计阶段，可以考虑选择尽可能低的电感方案；第三是增加 $C_{\mathrm{eq.}}$，只要加个滤波器即可；第四是增加 $V_{\mathrm{o,rms}}$。多数情况下，电压不会超过系统的额定电压。但是较高的基值额定电压负阻抗稳定性好于低基值电压系统。

实际的电力电子负载

前文已述，调制型变换器吸收恒功率。快速响应、低输出脉动变换器的阻抗特性为负。开环或者较弱的闭环电力电子变换器不具备这一特征。

图 13-13 中，一个 DC/DC 升压变换器驱动一个独立的直流电机，直流电机的转矩—转速特性是线性的。闭环控制的任务是维持转速恒定。如果控制器是高性能、快速响应及精确调制的，那么即使在 DC/DC 变换器的输入侧有些扰动，速度也是固定的，这是恒功率的吸收特征。但是在某些实际应用中，由于高质量控制器的价格原因，这些是较差的控制器或电压调节器。开环控制器和弱闭环控制器不能保证恒速。实际上，变换器的输入端扰动将引起速度变化，转矩和功率随之变化，由此导致变换器功率不再恒定，这是实际系统，例如不间断电源（UPS）[2]，没有负阻抗不稳定问题的主要原因。

作为示例，我们考虑以下连接与直流配电系统的他励直流电机。图 13-14 是

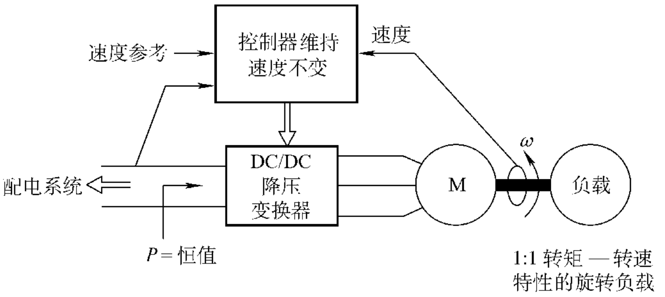


图13-13　从配电系统中吸收恒功率的精确调制型 DC/DC 升压变换器

其等效电路。

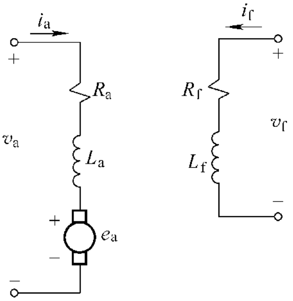


图13-14　他励直流电机等效电路

直流电机的电压和转矩方程：

$$
\begin{aligned}
v_a &= R_a i_a + L_a \frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} + e_a \\
T &= T_L + J\frac{\mathrm{d}\omega_m}{\mathrm{d}t} \\
e_a &= (K\phi)\omega_m \\
T &= (K\phi)i_a \\
\phi &= \text{const.}
\end{aligned}
\tag{13-31}
$$

假设负载的转矩—转速特性为：

$$T_L = K'\omega_m \tag{13-32}$$

用表 13-2 给出的参数，我们对直流电机进行了仿真，如图 13-15 所示，其中输入电压在 $t=40\text{s}$ 时由 220V 跃变到 240V。

表 13-2　直流电机及负载参数

功率	电压	电流	转速	R_n	L_n	J	K'
35kW	220V	175A	1000r/min	0. 08Ω	0. 12H	$8\text{kg}\cdot\text{m}^2$	2Nm/（rad/sec.）

由图 13-15 可见，电压突变产生了一个瞬变响应。在这个瞬变过程中，输入电压的增加引起输入电流增加，输入功率是非恒定的。因此，负载具有正增量

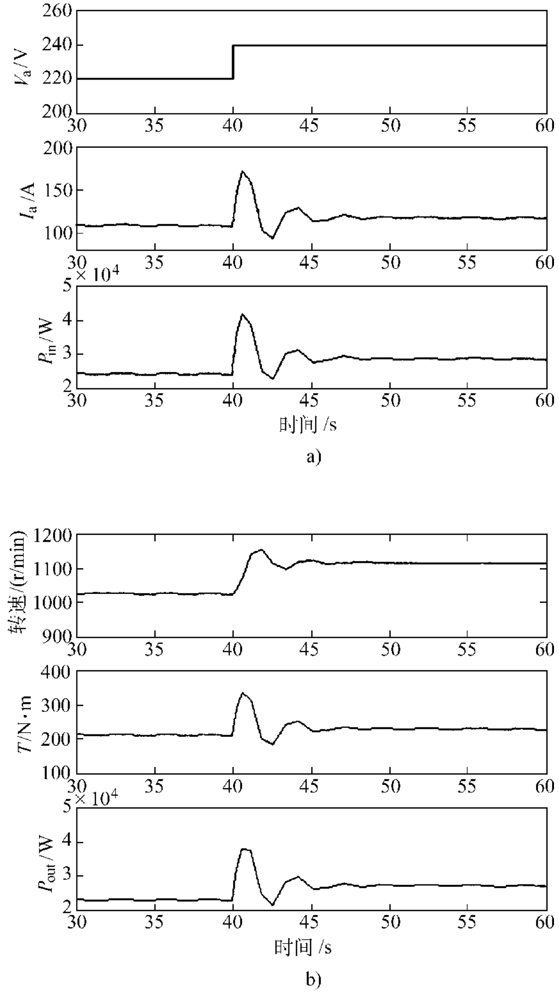


图 13-15　输入电压 20V 跃变时直流电机的动态响应

a）输入电压，电流和功率　b）转速，转矩和输出功率

阻抗特性，但它不会像负增量阻抗特性一样引起系统不稳定。一个严格调制型速度控制器即使在输入侧电压有变化的情况下仍然可以维持转速恒定，因此功率维持不变，相应地，输入电压增加时，输入电流降低，这就是负增量特性。

13.3.2　带有前端可控整流器的恒功率负载

图 13-16 是图 13-1 交流配电系统的小信号等效电路。我们假设图 13-1 的恒功率负载带有前级可控整流器。

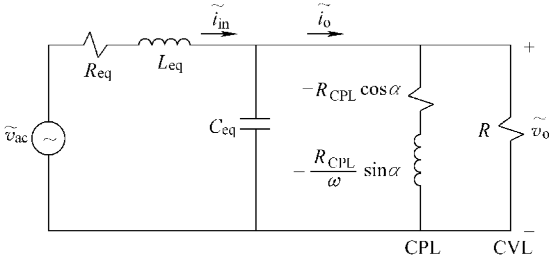


图 13-16　图 13-1 可控整流系统的小信号等效电路

图 13-12 电路的小信号变化函数表示为：

$$\frac{\tilde{v}_{o}}{\tilde{v}_{ac}} = \frac{RR_{CPL}\left(\cos\alpha + s\frac{\sin\alpha}{\omega}\right)}{As^{3} + Bs^{2} + Cs + D} \tag{13-33}$$

式中

$$\begin{aligned}
A &= \frac{L_{eq.}C_{eq.}RR_{CPL}\sin\alpha}{\omega}\\
B &= \frac{L_{eq.} + C_{eq.}RR_{eq.}}{\omega}R_{CPL}\sin\alpha + L_{eq.}C_{eq.}R_{CPL}\cos\alpha\\
C &= R_{eq.}\left(\frac{R_{CPL}\sin\alpha}{\omega} + C_{eq.}RR_{CPL}\cos\alpha\right)\\
&\quad + L_{eq.}(R_{CPL}\cos\alpha - R) + \frac{RR_{CPL}\sin\alpha}{\omega}\\
D &= R_{eq.}(R_{CPL}\cos\alpha - R) + RR_{CPL}\cos\alpha
\end{aligned} \tag{13-34}$$

考虑到系统极性具有负实部的条件，利用 Routh-Hurwitz 方法，小信号系统稳定的充分必要条件可由下式确定：

$$R_{CPL}\cos\alpha > (R \parallel R_{eq.}) \tag{13-35}$$

及

$$P_{CPL} < \lambda\left(P_{CVL} + \frac{R_{eq.}C_{eq.}}{L_{eq.}}V_{o,rms}^{2}\right) \tag{13-36}$$

式中

$$\begin{aligned}
\lambda = &\frac{\cos\alpha}{\left(P_{CPL}\frac{\sin\alpha}{\omega} + C_{eq.}\cos\alpha V_{o,rms}^{2}\right)}\\
&\times\left[\begin{array}{l}V_{o,rms}^{2}C_{eq.}\cos^{2}\alpha + \frac{\sin\alpha}{\omega}\times\\ \left[\frac{R_{eq.}}{\omega L_{eq.}}\left(P_{CVL} + \frac{V_{o,rms}^{2}}{R_{eq.}}\right)\right] + \cos(\alpha)\left(P_{CVL} + \frac{V_{o,rms}^{2}}{R_{eq.}}\right)\end{array}\right]
\end{aligned} \tag{13-37}$$

式中　α——可控可整流器的触发角。

当 $\alpha=0$ 时，结合式（13-35）和式（13-36），可以得到非控制型整流负载稳定条件，即式（13-29）和式（13-30）。从这些约束式可以看出，二极管整流系统比可控整流器稳定性好，因此可考虑减小触发角来改善不稳定系统。触发角减小，λ 增加，相应地，式（13-36）右端项增加，促使系统稳定裕度更大。

13.4　带恒功率负载的混合（交流和直流）车辆系统

这一节，我们先来考虑一个通过可控整流桥连接在一起的直流和交流配电系统，如图 13-17 所示。交流侧的源子系统等效电路带电力电子负载；在直流侧，整流器后接有滤波器，以减小输出直流的脉动。代表母线等效负载的恒功率负载和恒电压负载连接与输出直流母线。这一节，我们用广义状态空间平均法研究系统的稳定性。

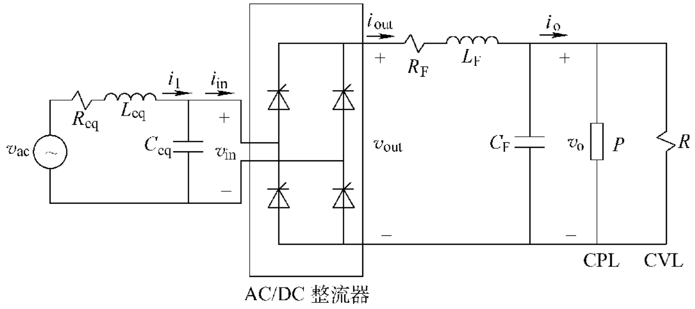


图 13-17　混合交直流系统的恒功率和恒电压负载的相互连接

基于广义状态空间平均法的混合系统模型

广义状态空间平均法是电力电子电路的大信号建模方法，这一点已在第 7 章阐述过。为利用这一方法，我们首先来考虑可控整流的等效电路模型，如图 13-18 所示。

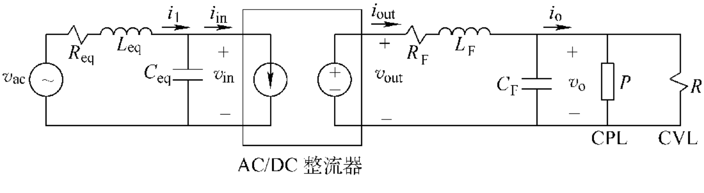


图 13-18　混合配电系统的整流器等效电路

上图中整流电流的输入和输出分别为：

$$\begin{aligned} i_{\mathrm{in}} &= u(t)\,i_{\mathrm{out}} \\ v_{\mathrm{out}} &= u(t)\,v_{\mathrm{in}} \end{aligned} \tag{13-38}$$

式中变换函数 $u(t)$ 按图 13-19 定义：

图 13-18 电路的电压和电流方程：

$$\begin{cases} v_{\mathrm{ac}} = R_{\mathrm{eq.}}\,i_1 + L_{\mathrm{eq.}}\dfrac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + v_{\mathrm{in}} \\ C_{\mathrm{eq.}}\dfrac{\mathrm{d}v_{\mathrm{in}}}{\mathrm{d}t} + i_{\mathrm{in}} = i_1 \\ v_{\mathrm{out}} = R_{\mathrm{F}}i_{\mathrm{out}} + L_{\mathrm{F}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{out}}}{\mathrm{d}t} + v_{\mathrm{o}} \\ C_{\mathrm{F}}\dfrac{\mathrm{d}v_{\mathrm{o}}}{\mathrm{d}t} + \dfrac{P}{v_{\mathrm{o}}} + \dfrac{v_{\mathrm{o}}}{R} = i_{\mathrm{out}} \end{cases} \tag{13-39}$$

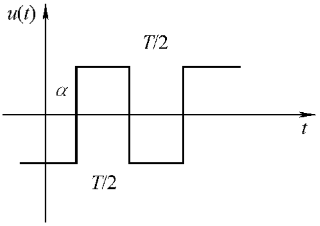


图 13-19　变换函数

混合系统的特性可以通过式（13-38）和式（13-39）来描述，其中式（13-38）是交流和直流系统互联的桥梁。

13.4.1.1　一阶谐波估算

在广义状态空间平均模型的一系列方程中，实际的状态空间变量是电路状态变量的傅里叶系数，在本例中，即：i_1、v_{in}、i_{out}和 v_{o}。采用一阶估算时，模型中共有 12 个实际的状态变量，即：

$$\begin{aligned} &< i_1 >_0 = x_1 \\ &< v_{\mathrm{in}} >_0 = x_2 \\ &< i_{\mathrm{out}} >_0 = x_3 \\ &< v_{\mathrm{o}} >_0 = x_4 \\ &< i_1 >_1 = x_5 + x_6 \\ &< v_{\mathrm{in}} >_1 = x_7 + x_8 \\ &< i_{\mathrm{out}} >_1 = x_9 + x_{10} \\ &< v_{\mathrm{o}} >_1 = x_{11} + x_{12} \end{aligned} \tag{13-40}$$

假设电压是正弦的，则电压源的零阶和一阶分量可写为：

$$\begin{aligned} &v_{\mathrm{ac}} = V_{\mathrm{m}}\sin\omega t \\ &< v_{\mathrm{ac}} >_0 = 0 \\ &< v_{\mathrm{ac}} >_1 = -\mathrm{j}\,\frac{V_{\mathrm{m}}}{2} \end{aligned} \tag{13-41}$$

假设和混合系统输出直流母线的电压的平均值相比，实际电压的脉动很小，那么非线性项（I/v_a）可写为：

$$\begin{aligned} &< \frac{1}{v_o} >_0 = \frac{1}{x_4} \\ &< \frac{1}{v_o} >_1 = \frac{x_{11}}{x_4^2} - \mathrm{j}\frac{x_{12}}{x_4^2} \end{aligned} \tag{13-42}$$

经过一系列的数学运算，触发角为零时的广义状态空间平均模型可表达为：

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \frac{-1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-4}{\pi C_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_F}{L_F} & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & \frac{-4}{\pi L_F} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_F} & \frac{-1}{RC_F} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \omega & \frac{-1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & \frac{-1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{\pi C_{eq}} & 0 & 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_F}{L_F} & \omega & \frac{-1}{L_F} & 0 \\ 0 & \frac{-2}{\pi L_F} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega & \frac{-R_F}{L_F} & 0 & \frac{-1}{L_F} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_F} & 0 & \frac{-1}{RC_F} & \omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_F} & -\omega & \frac{-1}{RC_F} \end{bmatrix} \boldsymbol{X} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{P}{C_F}\frac{1}{x_4} \\ 0 \\ \frac{-V_m}{2L_{eq}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{P}{C_F}\frac{x_{11}}{x_4^2} \\ \frac{P}{C_F}\frac{x_{12}}{x_4^2} \end{bmatrix} \tag{13-43}$$

式中，$\boldsymbol{X}$ 为式（13-40）定义的含有 12 个状态变量的矢量。由于恒功率负载的非线性特征，系统模型也是非线性的。将式（13-43）在工作点处线性化后，可得到研究系统小信号稳定的线性模型：

$$\dot{\tilde{X}}=\begin{bmatrix}
-\frac{R_{\mathrm{eq}}}{L_{\mathrm{eq}}} & \frac{-1}{L_{\mathrm{eq}}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
\frac{1}{C_{\mathrm{eq}}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-4}{\pi C_{\mathrm{eq}}} & 0 & 0\\
0 & 0 & -\frac{R_{\mathrm{F}}}{L_{\mathrm{F}}} & -\frac{1}{L_{\mathrm{eq}}} & 0 & 0 & 0 & \frac{-4}{\pi L_{\mathrm{F}}} & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & \frac{1}{C_{\mathrm{F}}} & \frac{-1}{RC_{\mathrm{F}}}+\frac{P}{C_{\mathrm{F}}V_{\mathrm{o}}^{2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{\mathrm{eq}}}{L_{\mathrm{eq}}} & \omega & \frac{-1}{L_{\mathrm{eq}}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & -\omega & -\frac{R_{\mathrm{eq}}}{L_{\mathrm{eq}}} & 0 & \frac{-1}{L_{\mathrm{eq}}} & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{\mathrm{eq}}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & \frac{2}{\pi C_{\mathrm{eq}}} & 0 & 0 & \frac{1}{C_{\mathrm{eq}}} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_{\mathrm{F}}}{L_{\mathrm{F}}} & \omega & \frac{-1}{L_{\mathrm{F}}} & 0\\
0 & \frac{-2}{\pi L_{\mathrm{F}}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega & \frac{-R_{\mathrm{F}}}{L_{\mathrm{F}}} & 0 & \frac{-1}{L_{\mathrm{F}}}\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{\mathrm{F}}} & 0 & \frac{-1}{RC_{\mathrm{F}}}+\frac{P}{C_{\mathrm{F}}V_{\mathrm{o}}^{2}} & \omega\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{\mathrm{F}}} & -\omega & \frac{-1}{RC_{\mathrm{F}}}+\frac{P}{C_{\mathrm{F}}V_{\mathrm{o}}^{2}}
\end{bmatrix}$$

$$\times\tilde{X}+\begin{bmatrix}0\\0\\0\\0\\0\\\frac{-1}{2L_{\mathrm{eq}}}\tilde{v}_{\mathrm{m}}\\0\\0\\0\\0\\0\\0\end{bmatrix}\tag{13-44}$$

小信号稳定问题可以通过式（13-44）的线性微分方程来求解。我们来看一个具体的算例，参数见表13-3。

表13-3　混合交直流系统参数

功率	电压	电流	转速	R_{n}	L_{n}	J	K'
35kW	220V	175A	1000r/min	0.08Ω	0.12H	8kg·m^2	2Nm/（r/s）

我们用式（13-44）的微分方程对混合系统进行了模拟，研究了不同恒功率和恒电压负载时系统的稳定性。如果小信号系统稳定，式（13-44）中矩阵的特征值的实部是非负的，由此可以确定小信号稳定的充分和必要条件。图 13-20 画出了稳定和非稳定区域。稳定性的充分和必要条件只有在稳定区才成立。

13.4.1.2　交流侧忽略直流分量直流侧忽略交流脉动

这一节中，我们忽略脉动，只考虑直流子系统的平均值；忽略直流分量和谐波分量，只考虑交流子系统信号的基波分量。对于图 13-17 所示系统，模型中共有 6 个状态变量，即：

$$
\begin{aligned}
\langle i_{\mathrm{out}} \rangle_0 &= x_3 \\
\langle v_{\mathrm{o}} \rangle_0 &= x_4 \\
\langle i_1 \rangle_1 &= x_5 + x_6 \\
\langle v_{\mathrm{in}} \rangle_1 &= x_7 + x_8
\end{aligned}
\qquad (13\text{-}45)
$$

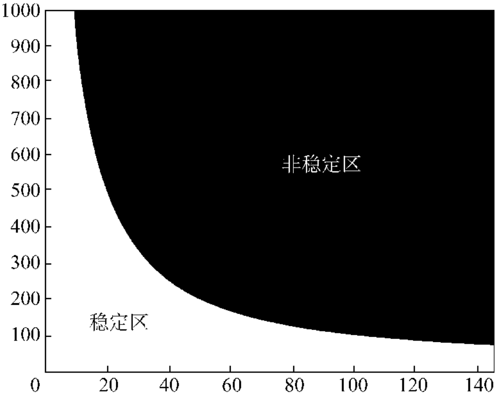


图 13-20　图 13-17 系统在 P（kW）—R（Ω）平面基于一阶模型的稳定和非稳定区域

通过对时间求导、卷积运算，并进一步将源电压的傅里叶系数及 $u(t)$ 代入，整流器零触发角的广义状态空间平均模型可写为：

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{X}}} = \boldsymbol{A}\tilde{\boldsymbol{X}} + \boldsymbol{B}\,\tilde{v}_{\mathrm{m}}$$

$$
\tilde{\boldsymbol{X}} = \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \\ x_8 \end{bmatrix},
\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix}
-\dfrac{R_{\mathrm{F}}}{L_{\mathrm{F}}} & -\dfrac{1}{L_{\mathrm{F}}} & 0 & 0 & 0 & -\dfrac{4}{\pi L_{\mathrm{F}}} \\
\dfrac{1}{C_{\mathrm{F}}} & -\dfrac{1}{RC_{\mathrm{F}} + \dfrac{P}{C_{\mathrm{F}}}\dfrac{1}{V_{\mathrm{o}}^2}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -\dfrac{R_{\mathrm{eq}}}{L_{\mathrm{eq}}} & \omega & -\dfrac{1}{L_{\mathrm{eq}}} & 0 \\
0 & 0 & -\omega & -\dfrac{R_{\mathrm{eq}}}{L_{\mathrm{eq}}} & 0 & \dfrac{1}{L_{\mathrm{eq}}} \\
0 & 0 & \dfrac{1}{C_{\mathrm{eq}}} & 0 & 0 & \omega \\
\dfrac{2}{\pi C_{\mathrm{eq}}} & 0 & 0 & \dfrac{1}{C_{\mathrm{eq}}} & -\omega & 0
\end{bmatrix},
$$

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\dfrac{1}{2L_{\mathrm{eq}}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{13-46}$$

系统的稳定性仍然可用式（13-46）~式（13-49）的一系列方程来研究。我们曾经模拟了由表 13-3 定义的混合系统。对于其他恒电压和恒功率负载，也做了相应的研究。图 13-21 给出了稳定区和非稳定区的划分。

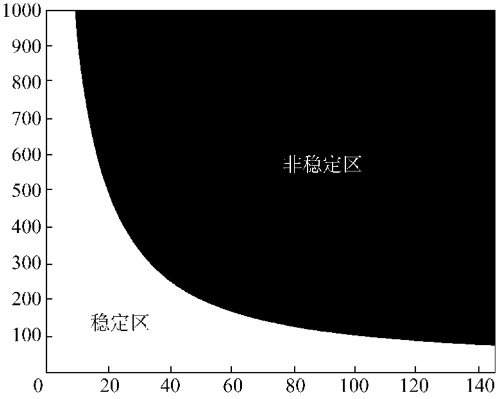


图 13-21　图 13-17 系统在 P(kW)—R(Ω) 平面基于简化模型的稳定和非稳定区域

图 13-21 中的稳定区域比图 13-20 中的稳定区域略大，这意味着简化模型不能在靠近稳定区边缘处运行时系统的稳定性存在问题。为了保证稳定性，我们需要确认恒功率和恒电压负载均为进入图 13-20 所示的非稳定区。

一种估算系统稳定条件比较简单的方法是分别考虑交流和直流系统。当然这种方法不太精确，也不能保证临界稳定。假设整流器的输出电压是恒定的，假设 $V_{\mathrm{o}}^2 R_{\mathrm{F}} C_{\mathrm{F}} / L_{\mathrm{F}} = 200\mathrm{W}$，如果恒功率负载的功率小于恒电压负载的功率加上 200W，那么直流系统就是稳定的。这个结论成立的前提是交流子系统稳定。对于交流系统，忽略 R_{F} 并设整流器触发角为零，$V_{\mathrm{in,rms}}^2 R_{\mathrm{eq.}} C_{\mathrm{eq.}} / L_{\mathrm{eq.}} = 13.225\mathrm{W}$。如果恒功率负载的功率小于恒电压负载的功率加上 13.225W，那么交流子系统就是稳定的。可见，交流子系统的稳定性好于直流子系统的稳定性。综上所述，混合系统的稳定性取决于直流子系统。事实上，直流子系统比交流子系统更快达到负阻抗不稳定条件。我们必须再次指出，这只是一种估算。精确条件以图 13-20 描述的为准。考虑的谐波阶数越高，方法的精确度也越高。

13.5　小结

这一章，我们证实了交流车辆配电系统的某些负载，如精确调制的电力电子变换器和电机驱动装置，可以使系统变得不稳定。这些负载中的大部分前端带有可控或非可控整流器。介绍了交流恒功率负载特征负阻抗的概念。建立了交流恒功率负载的等效模型，并探讨了这些负载对传统交流配电系统的影响。给出了小信号稳定的充分和必要条件。基于上述学习，为确保小信号稳定，恒功率负载的功率必须小于恒电压负载的功率加上额外的功率项，这个额外的功率项与系统参数有关。提出了用于研究交直流混合系统负阻抗非稳定性问题的广义状态空间平均法，给出了典型系统的稳定区域。最后，提出了设计交流功率系统避免负阻抗不稳定的建议。

参考文献

[1] A. Emadi, “Modeling, analysis, and stability assessment of multiconverter power electronic systems,” Ph. D. Dissertation, Texas A&M University, College Station, TX, Aug. 2000.

[2] S. B. Bekiarov and A. Emadi, “Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control,” in Proc. 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, Dallas, TX, March 2002.

[3] A. Emadi, “Modeling of power electronic loads in AC distribution systems using the generalized state space averaging method,” in Proc. IEEE 27th Industrial Electronics Conference, Denver, Colorado, Nov. /Dec. 2001.

[4] J. E. Slotine and W. Li, Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1991.

本书作者

Ali Emadi是电动车和混合动力电动车领域的专家，长期从事电动车及混合动力电动车电机及其驱动控制系统的研究开发。此外，作者还多年从事航空、航天电力系统的研究。

国际视野 科技前沿

国际电气工程先进技术译丛

传播国际最新技术成果 搭建电气工程技术平台

《车辆、航海、航空、航天 运载工具电力系统》
《风力发电的模拟与控制》
《风电场并网稳定性技术》
《智能电网中的电力电子技术》
《电接触理论、应用与技术》
《模糊控制器设计理论与应用》
《电磁屏蔽原理与应用》
《高效可再生分布式发电系统》
《移动设备的电源管理》
《电网保护》
《分布式发电——感应和永磁发电机》
《电力系统谐波》
《电气测量原理与应用》
《测量仪表与测量技术》（原书第2版）
《风能与太阳能发电系统——设计、分析与运行》（原书第2版）
《瞬时功率理论及其在电力调节中的应用》
《风力机控制系统原理、建模及增益调度设计》
《高压输配电设备实用手册》
《电力变流器电路》
《电力系统中的电磁兼容》
《超高压交流输电工程》（原书第3版）
《高压直流输电与柔性交流输电控制装置
——静止换流器在电力系统中的应用》
《电磁兼容原理与应用》（原书第2版）
《电力电子技术手册》
《基于晶闸管的柔性交流输电控制装置》
《电力电容器》
《电力系统谐波——基本原理、分析方法和滤波器设计附习题解答》
《基于MATLAB的线性控制系统分析与设计》（原书第5版）
《配电可靠性与电能质量》
《现代电动汽车、混合动力电动汽车和燃料电池车
——基本原理、理论和设计》（原书第2版）

上架指导：工业技术/电气工程

ISBN 978-7-111-32495-9

9 787111 324959

● ISBN 978-7-111-32495-9
● 封面设计：马精明

地址：北京市百万庄大街22号
电话服务
社服务中心：(010)88361066
销 售 一 部：(010)68326294
销 售 二 部：(010)88379649
读者服务部：(010)68993821

邮政编码：100037
网络服务
门户网：http://www.cmpbook.com
教材网：http://www.cmpedu.com
封面无防伪标均为盗版

定价：88.00元